

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Thermoelectric Energy Generator Heat Recovery System for Gas Water Heater

Michael Neiva da Silva

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Dr. Adriano da Silva Carvalho
Co-orientador: Engº Nuno André Silva

Fevereiro 2014

© Michael Silva, 2014

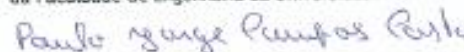
A Dissertação intitulada

**"Thermoelectric Energy Generator - Heat Recovery System for Gas Water
Heater"**

foi aprovada em provas realizadas em 17-02-2014

o júri

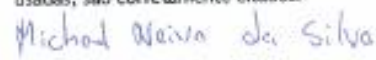

Presidente Professor Doutor António José de Pina Martins
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto


Professor Doutor Paulo Jorge Campos Costa
Professor Adjunto do Departamento de Ciências Básicas e da Computação da Escola
Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Viana do Castelo


Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto


Doutor Nuno André Silva
Bosch Thermotechnology Sa

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua
exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente
autorizado. Os resultados, idelas, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou
inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas
usadas, são corretamente citados.


Autor - Michael Nelva da Silva

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Página em branco

Resumo

Energias renováveis são uma constante nos dias que correm e a competição no setor empresarial pela procura ou otimização de formas de energia amigas do ambiente é uma realidade, onde só as melhores empresas têm posição e capacidade para se mostrarem.

Esta dissertação mostra-se desde logo aliciante por fatores de inovação e ambientais. O conceito de termotecnologia associado a esquentadores faz pleno sentido e é sem dúvida uma tecnologia emergente nos mercados.

Esquentadores nem sempre são a escolha fácil do consumidor, devido aos elevados custos associados na sua utilização. Então reaproveitamento de energia desperdiçada por estes tem sido alvo de investigação para tornar o aparelho mais viável e competitivo no mercado.

A energia térmica produzida pelos esquentadores é completamente desperdiçada, mas pequenos geradores são capazes de tornar esse desperdício numa fonte de energia, cabe assim, a esta dissertação estudar e sugerir uma possível tese para a sua aplicação num esquentador.

Assim, esta dissertação é baseada no estudo da geração de energia termoelétrica e tudo o que advém da produção de energia elétrica. Cada capítulo refere-se a uma parte relevante no projeto e que merece um estudo aprofundado e uma explicação na sua conceção.

No final do relatório é apresentada uma solução possível para este tema, bem como todos os resultados obtidos a partir dessa solução.

Página em branco

Abstract

Renewable energies are very common on this days and the competition among the companies for the search or optimization of environment friendly energies it is a reality, where just the big companies have position and capacity to show it.

This thesis is very attractive for innovation and environmental factors. The concept of thermotechnology associated to gas water heaters makes perfect sense and undoubtedly an emerging technology in the markets.

Gas water heaters are not always an easy choice for the consumers, due to the high costs associated with its used. So reuse of wasted energy by these has been a subject of research to make it more viable and competitive on the market.

The thermal energy produced by the gas water heaters is completely wasted, but small generators (TEG) are able to make this waste into a source of energy, so it is up, this thesis study and suggest a possible solution for applying into a gas water heater.

Thus, this thesis is based on the study of thermoelectric power generation and all that comes from the electricity production. Each chapter relates to a relevant part in the project and that deserves careful study and explanation in its design.

A possible solution for this issue is presented as well as all results obtained from this solution at the end of the report.

Página em branco

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço à minha família, principalmente aos meus pais, por todos os sacrifícios que fizeram para que eu pudesse concluir os meus estudos e por chegar até onde cheguei. Sem eles nada disto era possível.

À minha namorada, Jéssica, por todo amor e carinho partilhado nestes últimos cinco anos e com quem tenho a oportunidade de recordar bons momentos.

Ao meu padrinho de faculdade, Ricardo Rodrigues, pessoa que admiro e com quem tenho uma amizade ímpar. A faculdade deu-me oportunidade de conhecer pessoas fantásticas e os momentos passados com o Ricardo fazem dele uma pessoa muito especial da minha vida.

Aos meus amigos Alexandre Laranjeira, Bruno Paulo, Fernando Pilar, Hélder Cruz, Hugo Rossas, João Zão e Tiago Zão com quem cheguei à faculdade e que ainda hoje temos uma relação muito forte, fruto das vivências passadas nestes anos de faculdade.

Ao fantástico grupo 77, da qual faço parte e vejo como uma referência na minha vida pelos momentos e pelas pessoas, André Silva, Filipe Moreira, Leonardo Proganó e Nils Alves.

Aos novos amigos que a faculdade deu-me o privilégio de conhecer e recordar momentos que levo para a vida, Fábio Silva, Miguel Ribeiro, Nuno Carvalho e Nuno Maia.

Ao meu amigo Carlos Faria por ter passado comigo um dos momentos mais marcantes e alucinantes da minha vida. A aventura Erasmus.

Aos dois orientadores deste projeto pelos conselhos dados ao longo do projeto e sempre constante preocupação com o trabalho desenvolvido, Prof. Adriano Silva, na FEUP, e Engº Nuno Silva, na *Bosch Thermotechnology*.

À equipa de eletrónica na *Bosch Thermotechnology* pela integração e pela forma como me acolheram. Um agradecimento especial à Catarina Santiago, José Oliveira e Luís Terra pela partilha de conhecimento, disponibilidade e cooperação no projeto.

Finalmente, à FEUP que me fez crescer enquanto estudante e pessoa e por me ter dado oportunidade de realizar esta dissertação em conjunto com uma grande empresa, como a *Bosch Thermotechnology*.

Página em branco

*“ A unidade é a variedade,
e a variedade na unidade
é a lei suprema do universo”*

Sir Isaac Newton

Página em branco

Índice

Resumo	v
Abstract.....	vii
Agradecimentos	ix
Índice.....	xiii
Lista de figuras	xv
Lista de tabelas	xxi
Abreviaturas e Símbolos	xxii
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - O Projeto	1
1.2 - Motivação	1
1.3 - A Empresa	2
1.4 - Objetivos	3
1.5 - Estrutura do Relatório	3
Capítulo 2	5
Geração de Energia Termoelétrica	5
2.1 - Estado da Arte.....	5
2.1.1 - Termoeletricidade	5
2.1.2 - Geradores Termoelétricos	9
2.1.3 - Termopar	17
2.2 - Arquitetura Geral do Sistema.....	19
2.2.1 - Modelo.....	19
2.2.2 - Elementos.....	20
2.2.3 - Requisitos	20
2.3 - Gerador Termoelétrico	20
2.3.1 - Dimensionamento	21
2.3.2 - Modelo.....	22
Capítulo 3	29
Armazenamento de Energia.....	29
3.1 - Estado da Arte.....	29
3.1.1 - Baterias	29

3.1.2 - Super Condensadores	40
3.1.3 - Resumo	40
3.2 - Modelo da Bateria	41
3.2.1 - Dimensionamento	42
3.2.2 - Perfil de Carga	43
3.2.3 - Perfil de Descarga	45
3.2.4 - Estimação do Estado de Carga	46
Capítulo 4	49
Conversão de Energia	49
4.1 - Estado da Arte	50
4.1.1 - Conversor <i>Step-Down</i> (<i>Buck</i>)	50
4.1.2 - Conversor <i>Step-Up</i> (<i>Boost</i>)	59
4.1.3 - Conversor <i>Step-Up/Step-Down</i> (<i>Buck-Boost</i>)	75
4.1.4 - Conversor SEPIC	82
4.2 - Modelo dos Conversores DC-DC	89
4.2.1 - Conversor <i>Step-Up</i>	89
4.2.2 - Conversor SEPIC	95
Capítulo 5	101
Algoritmo de Controlo e Simulações	101
5.1 - Estado da Arte	101
5.1.1 - Controlo de Conversores DC-DC	101
5.1.2 - Algoritmos MPPT	103
5.2 - Controlo do Sistema	108
5.3 - Simulações	112
Capítulo 6	123
Implementação e Resultados Finais	123
6.1 - Implementação	123
6.1.1 - PCB - Circuitos Integrados	123
6.1.2 - PCB - Microcontrolador	129
6.2 - Resultados Finais	132
6.2.1 - PCB - Circuitos Integrados	132
6.2.2 - PCB - Microcontrolador	142
6.3 - Protótipo Funcional	152
Capítulo 7	159
Conclusões	159
7.1 - Conclusão	159
7.2 - Trabalhos Futuros	161
Referências	163

Lista de figuras

Figura 2.1 - Movimento dos elétrons quando submetidos a uma diferença de temperatura [38]	6
Figura 2.2 - a) Sensor de temperatura baseado no efeito de <i>Seebeck</i> , b) Gerador termoelétrico baseado no efeito de <i>Seebeck</i> [2]	6
Figura 2.3 - a) Aquecimento por <i>Peltier</i> , b) Arrefecimento por <i>Peltier</i> [2]	8
Figura 2.4 - Princípio de funcionamento de um gerador termoelétrico [2]	9
Figura 2.5 - Estrutura física base de um gerador termoelétrico [2]	10
Figura 2.6 - Figura de mérito dos principais materiais termoelétricos [46]	12
Figura 2.7 - Movimento das partículas num módulo termoelétrico [38]	13
Figura 2.8 - Circuito elétrico equivalente sem carga de um módulo termoelétrico	14
Figura 2.9 - Circuito elétrico equivalente com carga de um módulo termoelétrico	14
Figura 2.10 - Curva da Potência elétrica e da sua derivada em função da carga	17
Figura 2.11 - Princípio de funcionamento de um termopar [1]	18
Figura 2.12 - Modelo do sistema	19
Figura 2.13 - Modelo do TEG em <i>MatLab</i> - <i>Simulink</i>	23
Figura 2.14 - Entradas do modelo do TEG	24
Figura 2.15 - Diagrama de blocos do modelo do TEG	26
Figura 2.16 - Curvas I-V e I-W do TEG para diferentes ΔT	27
Figura 2.17 - V_{oc} do TEG em função de T_h	28
Figura 3.1 - Constituição genérica de uma bateria [42]	30
Figura 3.2 - Representação de uma bateria de chumbo [42]	30
Figura 3.3 - Resposta em tensão das baterias de chumbo [42]	32

Figura 3.4 - Auto descarga das baterias de chumbo [42]	32
Figura 3.5 - Representação de uma bateria de níquel cádmio [42]	33
Figura 3.6 - Resposta em tensão das baterias de níquel cádmio [42]	34
Figura 3.7 - Efeito de memória das baterias de níquel cádmio [42]	34
Figura 3.8 - Auto descarga das baterias de níquel cádmio [42]	35
Figura 3.9 - Representação de uma bateria de hidretos metálicos de níquel [42]	35
Figura 3.10 - Resposta em tensão das baterias de hidretos metálicos de níquel [42]	36
Figura 3.11 - Auto descarga das baterias de hidretos metálicos de níquel [42]	37
Figura 3.12 - Representação de uma bateria de íões de lítio [42]	38
Figura 3.13 - Resposta em tensão das baterias de íões de lítio [42]	39
Figura 3.14 - Auto descarga das baterias de íões de lítio [42]	39
Figura 3.15 - Constituição genérica dos Super Condensadores	40
Figura 3.16 - Bateria de íões de lítio	42
Figura 3.17 - Perfil de carga de uma bateria de íões de lítio [12]	44
Figura 3.18 - Tensão da célula em função da capacidade de descarga para várias correntes de descarga [51]	45
Figura 3.19 - Tensão da célula em função da capacidade de descarga para várias temperaturas [51]	46
Figura 3.20 - Relação entre V_{oc} e SOC da bateria	48
Figura 4.1 - <i>Step-Down</i> , esquema elétrico	50
Figura 4.2 - <i>Step-Down</i> , formas de onda na bobina em condução contínua [31]	51
Figura 4.3 - <i>Step-Down</i> , esquema elétrico no estado <i>On</i>	51
Figura 4.4 - <i>Step-Down</i> , esquema elétrico no estado <i>Off</i>	52
Figura 4.5 - <i>Step-Down</i> , formas de onda na bobina no limiar entre condução contínua e descontínua [31]	54
Figura 4.6 - <i>Step-Down</i> , relação da corrente na bobina e de saída com o <i>duty-cycle</i> [31]	55
Figura 4.7 - <i>Step-Down</i> , condução descontínua com V_i constante [31]	55
Figura 4.8 - <i>Step-Down</i> , formas de onda na bobina em condução descontínua [31]	56
Figura 4.9 - <i>Step-Down</i> , condição descontínua com V_o constante [31]	58
Figura 4.10 - <i>Step-Down</i> , <i>ripple</i> na tensão de saída [31]	59

Figura 4.11 - <i>Step-Up</i> , esquema elétrico	59
Figura 4.12 - <i>Step-Up</i> , corrente na bobina em condução contínua [31]	61
Figura 4.13 - <i>Step-Up</i> , esquema elétrico no estado <i>On</i>	61
Figura 4.14 - <i>Step-Up</i> , formas de onda em condução contínua [31]	62
Figura 4.15 - <i>Step-Up</i> , <i>ripple</i> na corrente da bobina em condução contínua e estado <i>On</i> [31]	63
Figura 4.16 - <i>Step-Up</i> , esquema elétrico no estado <i>Off</i>	64
Figura 4.17 - <i>Step-Up</i> , formas de onda na bobina em condução contínua [31]	66
Figura 4.18 - <i>Step-Up</i> , formas de onda na bobina no limiar entre condução contínua e descontínua [31]	67
Figura 4.19 - <i>Step-Up</i> , I_{LB} e I_{oB} como função do <i>duty-cycle</i> no limiar da condução contínua [31]	68
Figura 4.20 - <i>Step-Up</i> , formas de onda na bobina em condução descontínua [31]	69
Figura 4.21 - <i>Step-Up</i> , condução Descontínua com V_o constante [31]	71
Figura 4.22 - <i>Step-Up</i> , <i>ripple</i> na tensão de saída [31]	74
Figura 4.23 - <i>Step-Up</i> , efeito dos elementos parasitas [31]	75
Figura 4.24 - <i>Step-Up/Step-Down</i> , esquema elétrico	75
Figura 4.25 - <i>Step-Up/Step-Down</i> , esquema elétrico no estado <i>On</i>	76
Figura 4.26 - <i>Step-Up/Step-Down</i> , esquema elétrico no estado <i>Off</i>	76
Figura 4.27 - <i>Step-Up/Step-Down</i> , formas de onda na bobina em condução contínua [31]	77
Figura 4.28 - <i>Step-Up/Step-Down</i> , formas de onda na bobina no limiar entre condução contínua e descontínua [31]	78
Figura 4.29 - <i>Step-Up/Step-Down</i> , I_{LB} e I_{oB} como função do <i>duty-cycle</i> no limiar da condução contínua [31]	79
Figura 4.30 - <i>Step-Up/Step-Down</i> , formas de onda na bobina em condução descontínua [31]	80
Figura 4.31 - <i>Step-Up/Step-Down</i> , condução descontínua com V_o constante [31]	81
Figura 4.32 - <i>Step-Up/Step-Down</i> , efeito dos elementos parasitas [31]	82
Figura 4.33 - SEPIC, esquema elétrico	82
Figura 4.34 - SEPIC, esquema elétrico no estado <i>On</i> e <i>Off</i>	83
Figura 4.35 - SEPIC, formas de onda da tensão nas bobinas L_{1a} e L_{1b} [19]	83

Figura 4.36 - SEPIC, formas de onda da corrente nos diferentes componentes do conversor [19]	84
Figura 4.37 - SEPIC, <i>ripple</i> na tensão de saída [19]	87
Figura 4.38 - Esquema elétrico do <i>Step-Up</i> para a carga 1 após dimensionamento	90
Figura 4.39 - Esquema elétrico do <i>Step-Up</i> para a carga 2 após dimensionamento	92
Figura 4.40 - Diagrama de bode em amplitude e em fase do <i>Step-Up</i> para a carga 1	94
Figura 4.41 - Diagrama de bode em amplitude e em fase do <i>Step-Up</i> para a carga 2	95
Figura 4.42 - Esquema elétrico do SEPIC após dimensionamento	97
Figura 4.43 - Diagrama de bode em amplitude e em fase do SEPIC	99
Figura 5.1 - Princípio básico no controlo dos conversores DC-DC [31]	102
Figura 5.2 - Diagrama de blocos e formas de onda do controlo por PWM [31]	103
Figura 5.3 - Fluxograma do algoritmo <i>Perturb & Observe</i> (P&O)	105
Figura 5.4 - Fluxograma do algoritmo <i>Incremental Conductance</i> (INC)	107
Figura 5.5 - Máquina de estados do sistema global	108
Figura 5.6 - Máquina de estados do conversor SEPIC	110
Figura 5.7 - Máquina de estados para o algoritmo MPPT	111
Figura 5.8 - Carga 1, esquema desenvolvido no <i>LTSPICE IV</i>	113
Figura 5.9 - Carga 1, tensão e corrente à saída no <i>LTSPICE IV</i>	113
Figura 5.10 - Carga 1, esquema desenvolvido em <i>PSIM</i>	114
Figura 5.11 - Carga 1, tensão e corrente à saída no <i>PSIM</i>	115
Figura 5.12 - Carga 2, esquema desenvolvido no <i>LTSPICE IV</i>	116
Figura 5.13 - Carga 2, tensão e corrente à saída no <i>LTSPICE IV</i>	116
Figura 5.14 - Carga 2, esquema desenvolvido em <i>PSIM</i>	117
Figura 5.15 - Carga 2, tensão e corrente à saída no <i>PSIM</i>	117
Figura 5.16 - SEPIC, esquema desenvolvido no <i>LTSPICE IV</i>	118
Figura 5.17 - SEPIC, tensão e corrente à saída no <i>LTSPICE IV</i>	119
Figura 5.18 - SEPIC, esquema desenvolvido em <i>PSIM</i>	120
Figura 5.19 - SEPIC, tensão e corrente à saída no <i>PSIM</i>	120
Figura 6.1 - PCB - Circuitos Integrados, configuração do LT1513	124
Figura 6.2 - PCB - Circuitos Integrados, configuração LT3757	125

Figura 6.3 - PCB - Circuitos Integrados, ligações do microcontrolador.....	127
Figura 6.4 - PCB - Circuitos Integrados, fluxograma do código do microcontrolador.....	128
Figura 6.5 - PCB - Microcontrolador, ligações do microcontrolador	130
Figura 6.6 - PCB - Microcontrolador, fluxograma do código para o <i>Step-Up</i>	130
Figura 6.7 - PCB - Microcontrolador, fluxograma do código para o SEPIC	131
Figura 6.8 - PCB - Circuitos Integrados, arranque com carga 1 em 100%	133
Figura 6.9 - PCB - Circuitos Integrados, arranque sem carga 1	134
Figura 6.10 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga 1 de 100% para 66%	135
Figura 6.11 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga 1 de 66% para 100%	136
Figura 6.12 - PCB - Circuitos Integrados, arranque com carga 2 em 100%	137
Figura 6.13 - PCB - Circuitos Integrados, arranque sem carga 2	138
Figura 6.14 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga 2 de 100% para 50%	138
Figura 6.15 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga 2 de 50% para 100%	139
Figura 6.16 - PCB - Circuitos Integrados, arranque com bateria a 60%	140
Figura 6.17 - PCB - Circuitos Integrados, arranque sem bateria à saída	141
Figura 6.18 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga de 100% para 0%	142
Figura 6.19 - PCB - Microcontrolador, arranque com carga 1 em 100%	143
Figura 6.20 - PCB - Microcontrolador, arranque sem carga 1	144
Figura 6.21 - PCB - Microcontrolador, variação na carga 1 de 100% para 66%	145
Figura 6.22 - PCB - Microcontrolador, variação na carga 1 de 66% para 100%	146
Figura 6.23 - PCB - Microcontrolador, arranque com carga 2 em 100%	147
Figura 6.24 - PCB - Microcontrolador, arranque sem carga 2	148
Figura 6.25 - PCB - Microcontrolador, variação na carga 2 de 100% para 50%	148
Figura 6.26 - PCB - Microcontrolador, variação na carga 2 de 50% para 100%	149
Figura 6.27 - PCB - Microcontrolador, arranque com bateria a 60%	150
Figura 6.28 - PCB - Microcontrolador, arranque sem bateria à saída.....	151
Figura 6.29 - PCB - Microcontrolador, variação na carga de 100% para 0%	152
Figura 6.30 - Protótipo Funcional, carga completa da bateria	153

Figura 6.31 - Protótipo Funcional, tensão do TEG em vazio	154
Figura 6.32 - Protótipo Funcional, temperaturas quente e frio do TEG em vazio	154
Figura 6.33 - Protótipo Funcional, tensão e corrente do TEG com a carga 1 à saída	155
Figura 6.34 - Protótipo Funcional, temperaturas quente e frio do TEG com a carga 1 à saída.....	155
Figura 6.35 - Protótipo Funcional, tensão e corrente do TEG com a carga 2 à saída	156
Figura 6.36 - Protótipo Funcional, temperaturas quente e frio do TEG com a carga 2 à saída	156

Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Estrutura do Relatório.	4
Tabela 2.1 - Coeficientes <i>Seebeck</i> a $0^{\circ}C$ de materiais termoelétricos [2].....	7
Tabela 2.2 - Coeficiente <i>Seebeck</i> de alguns materiais termoelétricos [2]	10
Tabela 2.3 - Figura de mérito dos principais materiais termoelétricos [38]	12
Tabela 2.4 - Evolução da potência dissipada e sua derivada com variação de R_L	16
Tabela 2.5 - Diferentes tipos de termopares [2]	18
Tabela 2.6 - Elementos do sistema	20
Tabela 2.7 - Lista de requisitos	20
Tabela 2.8 - Elementos do modelo do TEG.....	24
Tabela 3.1 - Resumo dos diferentes tipos de baterias	41
Tabela 3.2 - Comparação entre Super Condensadores e Baterias.....	41
Tabela 5.1 - Estado dos elementos do sistema nos diferentes estados	108
Tabela 5.2 - Condição para as transições da máquina de estados do sistema	109
Tabela 5.3 - Estado dos elementos do SEPIC nos diferentes estados	110
Tabela 5.4 - Condição para as transições da máquina de estados do SEPIC.....	110
Tabela 5.5 - Estado dos elementos do algoritmo MPPT nos diferentes estados	111
Tabela 5.6 - Condição para as transições da máquina de estados do MPPT	112
Tabela 6.1 - PCB - Circuitos Integrados, elementos base.....	123
Tabela 6.2 - PCB - Microcontrolador, elementos base	129

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas (ordenadas por ordem alfabética)

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
GPTO	<i>German Patent and Trade Mark Office</i>
INC	<i>Incremental Conductance</i>
MLP	Modulação por Largura de Pulso
MOSET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PI	<i>Proportional-Integral</i>
PMOS	<i>P-type Metal Oxide Semiconductor</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
P&O	<i>Perturb & Observe</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SEPIC	<i>Single Ended Primary Inductor Converter</i>
SMPS	<i>Switching Mode Power Supply</i>
SOC	<i>State of Charge</i>
TEG	Gerador Termoelétrico

Lista de símbolos

α	Coeficiente de <i>Seebeck</i>
π	Coeficiente de <i>Peltier</i>
Q_p	Taxa de calor de <i>Peltier</i>
Z	Figura de mérito

ρ	Resistividade elétrica
κ	Condutividade térmica
T_s	Período de comutação
f_s	Frequência de comutação
t_{on}	Período de tempo que o interruptor está ligado
t_{off}	Período de tempo que o interruptor está desligado
D	<i>Duty-Cycle</i>
i_L	Corrente na bobina
V_i	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
I_i	Corrente de entrada
I_o	Corrente de saída
P_i	Potência de entrada
P_o	Potência de saída
I_{LB}	Corrente média na bobina em condução crítica
I_{oB}	Corrente média de saída em condução crítica
G_{do}	Ganho DC
Q	Fator de qualidade
ω_z	Frequência angular do zero
ω_o	Frequência angular de corte

Capítulo 1

Introdução

Neste primeiro capítulo é feita uma introdução da dissertação. É apresentada uma breve explicação do projeto, bem como a motivação em relação ao projeto, de seguida apresentam-se a empresa, onde é realizado o estágio, os objetivos da dissertação e, finalmente, a estrutura do relatório.

1.1 - O Projeto

A dissertação, unidade curricular final do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, oferece a oportunidade de desenvolver um projeto em parceria com empresas, o que permite enriquecer a experiência prática e empresarial do estudante.

O desafio proposto pela *Bosch* está relacionado com energia termoeleétrica aplicada num esquentador, bem como um sistema de armazenamento de energia. Assim, desenvolver e dimensionar um *pack* de baterias para arrancar o dispositivo, desenvolver um modelo de um TEG (Gerador Termoeletrico), de modo a aproveitar o calor desperdiçado para a produção de energia elétrica e, assim, alimentar o dispositivo e carregar a bateria, e desenvolver um algoritmo de controlo para que o sistema opere no ponto de potência máxima.

1.2 - Motivação

A termoeletricidade surge como um conceito bastante recente e que tem suscitado interesse de estudo por parte de vários engenheiros na última década. Associado a este fenómeno surge o Gerador Termoeletrico como uma forma de energia renovável, daí também o seu interesse em aplicações de futuro.

A capacidade de gerar energia elétrica a partir de energia térmica levantou bastante curiosidade no mundo da engenharia, principalmente em ambientes onde existe desperdício

de calor e de gases, que são poluentes e inimigos do ambiente. A maior dúvida que se coloca a estes geradores é o seu rendimento e ver até que ponto vale o seu investimento.

No entanto, já se fizeram testes com estes em várias áreas, nomeadamente na área automóvel, pois há uma grande quantidade de gases libertados pelo escape, na área solar, onde a sua junção a painéis solares parece ser uma boa solução de futuro, e em esquentadores, onde é produzido calor para aquecer a água aproveitando-se esse mesmo calor para outras aplicações, como esta dissertação tem o objetivo de estudar e demonstrar.

Apesar de todos estes fatores, a dissertação demonstra-se bastante interessante por permitir o desenvolvimento da mesma numa empresa reconhecida mundialmente e inclinada em apostar nesta tecnologia emergente, disponibilizando excelentes recursos e condições de trabalho, bem como a possibilidade de trabalhar num ambiente profissional.

1.3 - A Empresa

Grupo *Bosch*

Robert Bosch GmbH (conhecida apenas por *Bosch*) é uma empresa alemã fundada em Estugarda em 1886 por Robert *Bosch* (1861-1942) como oficina de mecânica de precisão e engenharia eletrotécnica. A matriz (sede mundial) da empresa fica em *Gerlingen*, Alemanha. *Franz Fehrenbach* é o Presidente do Conselho de Supervisão desde 1 de Julho de 2012.

O Grupo *Bosch* é detido em 92% pela Fundação *Robert Bosch* tem a seu cargo as atividades filantrópicas e sociais tal como estipulou o seu fundador, alargando os seus objetivos para corresponder à sociedade moderna. A fundação utiliza os seus fundos para apoio a atividades interculturais, de carácter social e investigação médica.

A *Bosch* tem mais de 350 subsidiárias em mais de 60 países e os seus produtos são vendidos em, aproximadamente, 150 países. Segundo números de 2012, a sociedade empregava à volta de 306,000 colaboradores mundialmente com um volume de negócios mundial de 52.5 biliões de euros. Nesse mesmo ano, o setor de investigação e desenvolvimento beneficiou de um investimento de 4.8 biliões de euros, o que resultou em 4,800 patentes mundiais. Em 2009, a *Bosch* era líder em patentes registadas no *German Patent and Trade Mark Office* (GPTO) com 3,213 patentes.

A *Bosch* em Portugal é subsidiária do Grupo *Bosch* e opera em várias áreas, nomeadamente na tecnologia automóvel, tecnologia industrial (automação e equipamentos de embalagem), tecnologias de construção (ferramentas elétricas) e na produção de bens de consumo (termotecnologia, eletrodomésticos e sistemas de segurança). Encontra-se localizada em quatro locais distintos - Aveiro, Braga, Lisboa e Ovar -, sendo que a sua sede encontra-se em Lisboa. Em 2011, empregava cerca de 3,845 colaboradores com uma movimentação anual de vendas no valor de 1,047 milhões de euros.

Bosch Thermotechnology, S.A.

Inicialmente Vulcano Termodomésticos S.A., a empresa começou a sua atividade em 1977, em Cacia, Aveiro, operando com base num protocolo com a *Robert Bosch GmbH*. Devido à qualidade dos produtos, rapidamente se tornou líder de mercado nos esquentadores em Portugal.

Em 1983, o Grupo *Bosch* adquiriu a Vulcano, para onde transmitiu conhecimento e equipamento, e começou um processo de especialização da empresa. Conhecida agora como *Bosch Thermotechnology S.A.*, oferece ao mercado novos produtos, como bombas de calor e painéis solares para aquecimento.

1.4 - Objetivos

Nesta dissertação pretende-se desenvolver o conceito de termoeletricidade à volta de um esquentador, retirando o maior proveito do calor que este desperdiça de modo a produzir energia elétrica para o funcionamento do dispositivo em *stand-alone*. Sendo, o rendimento do sistema um aspeto crítico nesta área, este surge como parâmetro indicativo de sucesso da dissertação. Assim, os pontos chave para a realização do projeto são:

- Estudo de estado da arte relativo ao tema, ou seja, reaproveitamento de energia térmica com TEG's e sistemas de armazenamento de energia.
- Caracterização e especificação do sistema.
- Modelação e dimensionamento do TEG.
- Modelação e dimensionamento do sistema de armazenamento de energia.
- Desenvolvimento de uma unidade de controlo, que inclua os conversores DC-DC, algoritmo MPPT e controlo de carga/descarga das baterias.
- Maximizar o rendimento de extração de energia e a autonomia do sistema.
- Desenvolvimento de um protótipo funcional.

1.5 - Estrutura do Relatório

Este relatório divide-se em sete capítulos. Neste primeiro capítulo, além da estrutura do relatório, apresenta-se o projeto, a motivação, a empresa e os objetivos.

No capítulo 2, surge o tema central desta dissertação, energia termoelétrica, aí apresenta-se o estudo realizado sobre este assunto, modelo, dimensionamento e simulações. Também encontra-se uma abordagem global ao sistema, a sua representação, as variáveis que o definem, bem como os seus requisitos.

No capítulo 3, introduz-se o sistema de armazenamento de energia, um breve estudo realizado sobre o tema, estado da arte, o seu modelo e dimensionamento.

O capítulo 4 ilustra como é realizada a transferência de energia entre os diferentes componentes do sistema, mostra quais os conversores utilizados e um estudo que sustenta a escolha desses conversores.

O capítulo 5 encontra-se reservado para apresentar o método de controlo desenvolvido, bem como os seus diferentes comportamentos em diferentes situações. Foi necessário implementar um algoritmo MPPT, logo o controlo também se baseia nesse algoritmo. Um estudo prévio foi realizado, de modo a escolher qual o algoritmo apropriado. Este capítulo também é reservado às simulações efetuadas.

O capítulo 6 serve de validação e demonstração de tudo o que foi desenvolvido na teoria, demonstra assim os resultados finais.

Por fim no capítulo 7, apresentam-se as conclusões e trabalhos futuros.

No seguimento destes capítulos surgem as referências bibliográficas, que servem de suporte a esta dissertação.

Tabela 1.1 – Estrutura do Relatório.

Capítulo	Título
1	Introdução
2	Geração de Energia Termoelétrica
3	Armazenamento de Energia
4	Conversão de Energia
5	Algoritmo de Controlo e Simulações
6	Implementação e Resultados Finais
7	Conclusões

Capítulo 2

Geração de Energia Termoelétrica

Este capítulo tem como objetivo demonstrar o estudo efetuado no que toca à geração de energia termoelétrica, o sistema numa perspetiva global, para isso é necessário ter em conta o modelo do sistema, os componentes críticos desse modelo e todas as suas funcionalidades, bem como os requisitos impostos para o seu bom funcionamento, e o modelo do gerador termoelétrico escolhido para o projeto, bem como dimensionamentos efetuados que suportem a escolha efetuada.

2.1 - Estado da Arte

2.1.1 - Termoeletricidade

A termoeletricidade consiste na conversão direta de uma diferença de temperatura numa diferença de potencial elétrico e vice-versa [1]. Um dispositivo termoelétrico gera uma tensão elétrica quando há uma diferença de temperatura nas suas extremidades. Inversamente, quando é aplicada uma tensão elétrica aos seus terminais, este gera uma diferença de temperatura.

Para melhor estudar estes dispositivos é necessário analisar os fenómenos que estão relacionados com esse conceito. Os efeitos de *Seebeck* (1823), *Peltier* (1825) e *Thomson* (1851) são a explicação para o funcionamento deste tipo de dispositivos.

Efeito *Seebeck*

O efeito *Seebeck* consiste na transferência de eletrões de uma região quente para outra de menor temperatura [1]. Por outras palavras, a existência de uma diferença de temperatura (ΔT) num determinado condutor elétrico, produz uma diferença de potencial

elétrico (ΔV) e um fluxo de corrente elétrica (quando o circuito é fechado). Os elétrons da região com a temperatura mais elevada (região quente) deslocam-se para a região de menor temperatura (região fria), onde o nível de energia cinética é menor.

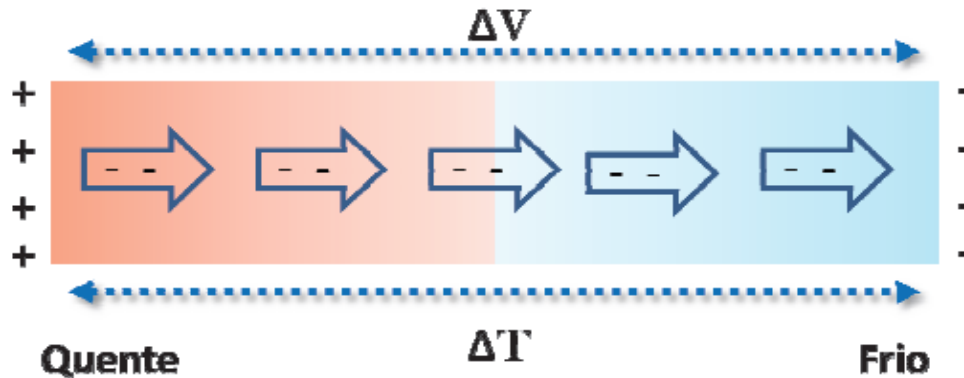


Figura 2.1 - Movimento dos elétrons quando submetidos a uma diferença de temperatura [38]

Pela figura 2.1, observa-se que quando um condutor é aquecido numa região e resfriado na outra, os elétrons deslocam-se da região quente para a região fria. Nos terminais do condutor é gerada uma diferença de potencial (ΔV), na ordem dos milivolts (mV), também conhecida por tensão termoelétrica. Essa diferença de potencial por unidade de diferença de temperatura é conhecida por Coeficiente de *Seebeck* e é dada pela equação 2.1.

$$\alpha = \frac{\Delta V}{\Delta T}, \quad (2.1)$$

Onde α é o coeficiente de *Seebeck* ($V/^{\circ}C$).

Este princípio permite o desenvolvimento de dispositivos com finalidades distintas, os mais comuns são os sensores de temperatura e os geradores termoelétricos. A figura 2.2 ilustra as diferenças no princípio de funcionamento de cada um destes dispositivos.

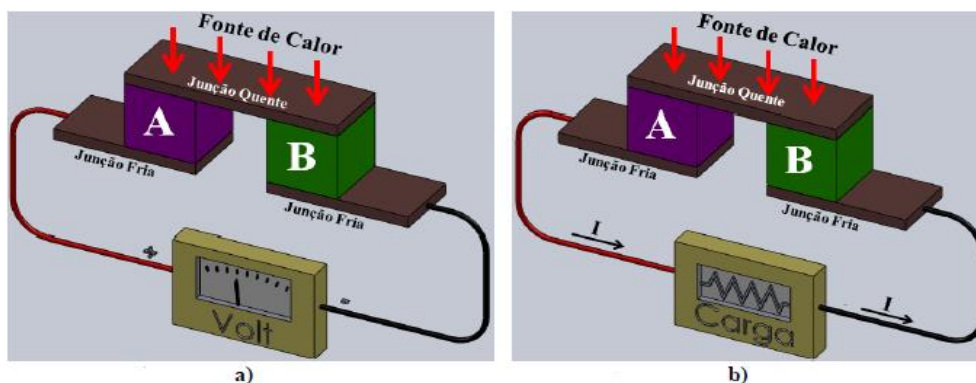


Figura 2.2 - a) Sensor de temperatura baseado no efeito de *Seebeck*, b) Gerador termoelétrico baseado no efeito de *Seebeck* [2]

Na figura 2.2 - a), é medida a diferença de potencial gerada, princípio de funcionamento de um termopar.

Na figura 2.2 - b), é fechado o circuito com uma carga, sendo assim este é percorrido por uma corrente elétrica, encontra-se então no modo de geração de energia, como acontece nos geradores termoelétricos.

Na tabela 2.1 é possível observar os coeficientes *Seebeck* a 0°C dos principais materiais na construção de módulos termoelétricos.

Tabela 2.1 - Coeficientes *Seebeck* a 0°C de materiais termoelétricos [2]

Material	Coeficiente <i>Seebeck</i> $\left(\frac{\mu\text{V}}{^{\circ}\text{C}}\right)$
Alumínio	3.5
Antimónio	47.0
Bismuto	-72.0
Cádio	7.5
Carbono	3.0
Chumbo	4.0
Constantan	-35.0
Cobre	6.5
Ferro	19.0
Germânio	300.0
Mercúrio	0.6
Níquel	-15.0
Níquel-Crómio	25.0
Ouro	6.5
Platina	0.0
Potássio	-9.0
Prata	6.5
Ródio	6.0
Selénio	900.0
Silício	440.0
Sódio	-2.0
Tântalo	4.5
Telúrio	500.0
Tungsténio	7.5

Efeito Peltier

Em 1834, cerca de 12 anos após a descoberta de *Thomas Seebeck*, *Jean Peltier* descobriu um efeito complementar ao efeito *Seebeck*, quando observou alterações de temperatura na proximidade de junções formadas por materiais diferentes quando percorridas por uma corrente elétrica, isto é, uma das junções arrefecia enquanto a outra aquecia. *Peltier* descobriu também que dependendo do sentido que o fluxo de corrente apresenta, determinada junção pode libertar ou absorver calor [1], como ilustra a figura 2.3.

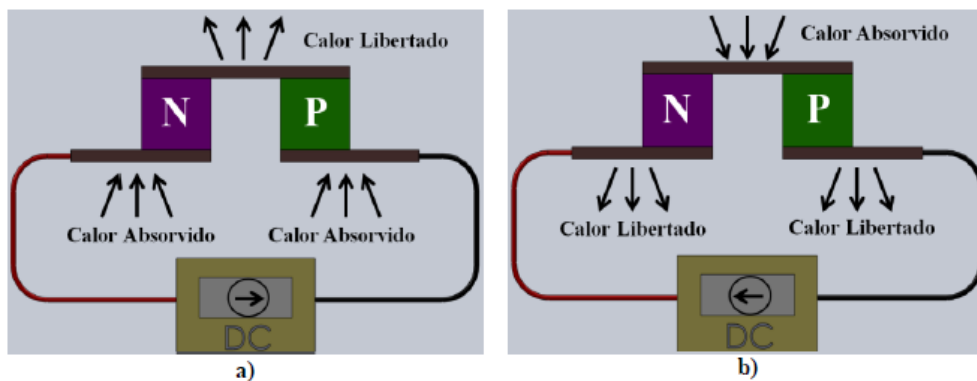


Figura 2.3 - a) Aquecimento por Peltier, b) Arrefecimento por Peltier [2]

Na figura 2.3, observam-se junções percorridas por uma corrente elétrica em sentidos opostos, sendo que na figura 2.3 - a) o calor é libertado na parte superior da junção, funcionando como aquecedor, enquanto na figura 2.2 - b) o calor é absorvido na parte superior da junção, funcionando como arrefecedor.

Em 1951, *Thomson* conseguiu estabelecer uma relação entre este fenómeno e o efeito de *Seebeck*, relacionando ambos os coeficientes. A relação entre estes dois fenómenos é estabelecida pela equação 2.2, que permite conhecer o coeficiente de *Peltier* a partir do coeficiente de *Seebeck*.

$$\pi = \alpha \cdot T, \quad (2.2)$$

Onde π é o coeficiente de *Peltier* (V) e T é a temperatura absoluta ($^{\circ}\text{C}$).

É ainda possível determinar a quantidade de calor resultante do efeito de *Peltier*,

$$Q_p = \pi \cdot I = \alpha \cdot T \cdot I, \quad (2.3)$$

Onde Q_p é a taxa de calor *Peltier* por unidade de área da junção (W/m^2) e I é a corrente elétrica no circuito (A).

Se o calor é absorvido pelo sistema, a quantidade de Q_p é positiva. A junção quente absorve calor,

$$Q_{quente} = \alpha \cdot T_{quente} \cdot I , \quad (2.4)$$

A junção fria dissipa calor,

$$Q_{frio} = \alpha \cdot T_{frio} \cdot I , \quad (2.5)$$

Por outro lado, quando o calor é dissipado pelo sistema, Q_p torna-se negativo e o processo dá-se de forma inversa, ou seja, a junção quente dissipa calor, enquanto a junção fria absorve calor.

2.1.2 - Geradores Termoelétricos

Os geradores termoelétricos (TEG) têm por base a conversão de energia térmica em energia elétrica [1]. Em 1823, *Thomas Johann Seebeck* constatou que um circuito formado pela junção de dois metais termoelétricos passa a ser fonte de uma diferença de potencial elétrico quando as junções são submetidas a diferentes temperaturas [1].

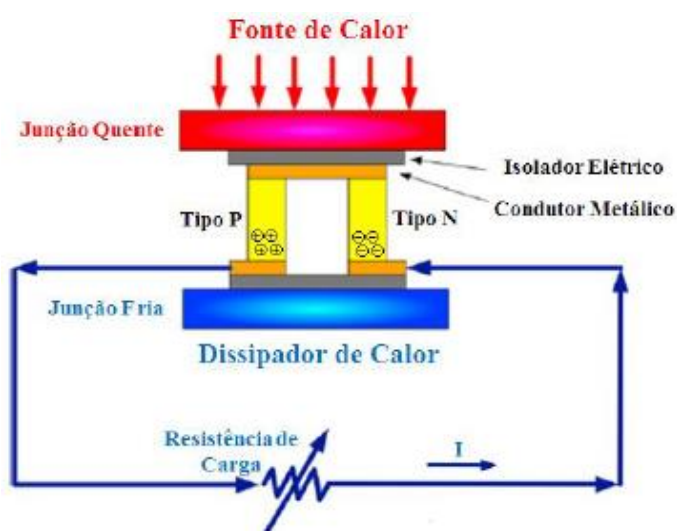


Figura 2.4 - Princípio de funcionamento de um gerador termoelétrico [2]

Na figura 2.4 encontra-se ilustrado o princípio de funcionamento de TEG. Uma fonte de calor aquece a junção quente dos materiais, provocando o movimento dos elétrões, como foi

explicado na secção 2.1.1. Os elementos termoelétricos são de diferentes tipos, o do tipo P possui coeficiente *Seebeck* positivo, enquanto o do tipo N possui um coeficiente *Seebeck* negativo. Na junção fria dos elementos dissipa-se calor, podendo recorrer-se a formas de acelerar ou melhorar este processo, como por exemplo colocando sistemas de refrigeração a água acoplados. O circuito é fechado com uma resistência de carga, fazendo com que seja percorrido por uma corrente elétrica.

A figura 2.5 demonstra a estrutura física de um TEG.

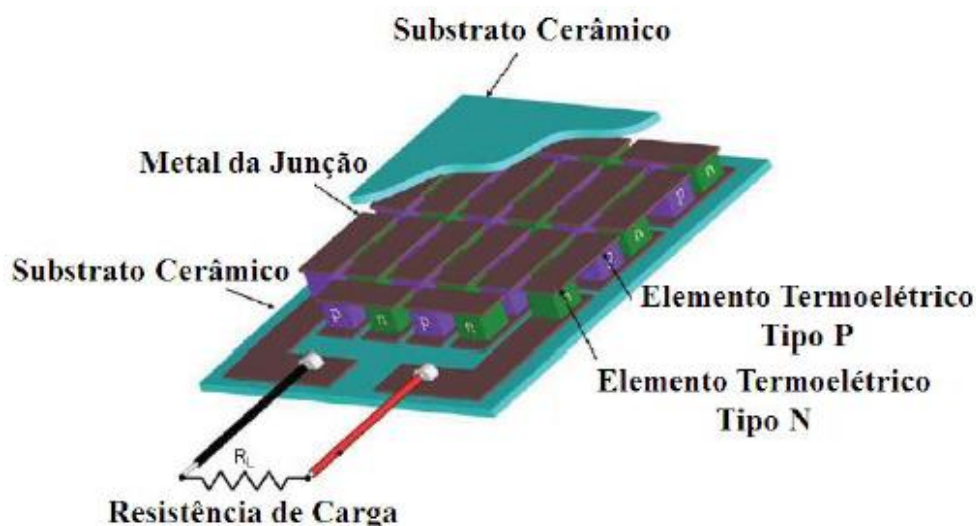


Figura 2.5 - Estrutura física base de um gerador termoelétrico [2]

As junções encontram-se ligadas eletricamente em série, fazendo com que a diferença de potencial obtida aos seus terminais seja resultado da soma da diferença de potencial em cada junção. Termicamente as junções estão ligadas em paralelo, fazendo com que a diferença de temperatura seja aproximadamente igual em cada junção.

A tabela 2.2 mostra alguns dos materiais utilizados como elementos termoelétricos, bem como os respetivos coeficientes *Seebeck* à temperatura ambiente.

Tabela 2.2 - Coeficiente *Seebeck* de alguns materiais termoelétricos [2]

Material	Símbolo Químico	Coeficiente <i>Seebeck</i> $\left(\frac{\mu V}{K}\right)$
Níquel	<i>Ni</i>	-18
Crómio	<i>Cr</i>	18
Bismuto	<i>Bi</i>	-60
Antimónio	<i>Sb</i>	40
Telureto de Bismuto	<i>Bi₂Te₃</i>	-240
Telureto de Antimónio	<i>Sb₂Te₃</i>	92

Observando a tabela 2.2, verifica-se que os principais materiais usados são o Níquel, Crômio, Bismuto, Telúrio e Antimônio, também o Silício e o Germânio são frequentemente utilizados.

Figura de Mérito

A figura de mérito caracteriza o desempenho de um gerador, ou seja, consiste numa medida de desempenho dos materiais termoelétricos, sendo representada por Z , e relaciona o coeficiente *Seebeck* (α), a resistividade elétrica (ρ) e a condutividade térmica (κ) de um gerador termoelétrico, matematicamente é obtida pela equação 2.6,

$$Z = \frac{\alpha^2}{\rho \cdot \kappa}, \quad (2.6)$$

Pela equação 2.6, observa-se que quanto maior a resistividade elétrica e condutividade térmica do material, maior é o aquecimento por efeito Joule e pior a figura de mérito. As variáveis κ e ρ representam o cálculo equivalente de todas as condutâncias térmicas e resistência elétricas do gerador.

O efeito Joule acontece quando uma corrente percorre um condutor e é gerado calor. A intensidade desse calor é proporcional ao quadrado da intensidade da corrente elétrica independentemente do sentido da corrente. O calor de Joule produzido é,

$$Q_J = R \cdot I^2, \quad (2.7)$$

A figura de mérito também pode ser expressa na forma adimensional com ZT , onde o material é caracterizado para uma determinada temperatura.

$$ZT = \left(\frac{\alpha^2}{\rho \cdot \kappa} \right) \cdot T, \quad (2.8)$$

Um bom material termoelétrico deve trabalhar com uma grande faixa de temperatura, alto coeficiente *Seebeck* e baixa resistividade elétrica e condutividade térmica, tendo como consequência uma elevada figura de mérito. A busca por materiais mais eficientes para fabricação de geradores termoelétricos vem crescendo ao longo dos anos. A figura de mérito (ZT) tem aumentado nestes últimos anos, no entanto ainda tem um valor reduzido ($ZT = 1$

à temperatura ambiente). A tabela 2.3 apresenta alguns materiais que compõem geradores termoelétricos existentes.

Tabela 2.3 - Figura de mérito dos principais materiais termoelétricos [38]

Material	Símbolo	Coef. Seebeck $\alpha \left(\frac{\mu V}{K} \right)$	Res. Elétrica $\rho \left(\mu \Omega m \right)$	Cond. Térmica $\kappa \left(W/mK \right)$	Fig. de Mérito ZT (300K)
Níquel	<i>Ni</i>	-18	0.07	91	0.015
Crômio	<i>Cr</i>	18	0.13	94	0.008
Bismuto	<i>Bi</i>	-60	1.15	8.4	0.110
Antimónio	<i>Sb</i>	40	0.42	18.5	0.062
Telureto de Bismuto	<i>Bi₂Te₃</i>	-240	10	2.02	0.860
Telureto de Antimónio	<i>Sb₂Te₃</i>	92	3.23	1.63	0.480

À temperatura ambiente, os compostos de Telúrio (*Te*), Bismuto (*Bi*) e Antimónio (*Sb*), são materiais semicondutores que apresentam a maior figura de mérito. Estes materiais podem alcançar elevados valores de ZT devido à sua estrutura incomum. Entre as temperaturas 600K e 800K são utilizadas ligas de *PbTe*, já para temperaturas altas (800K – 1300K) as ligas de silício e germânio. As ligas de Telureto de Bismuto (*Bi₂Te₃*) são as mais utilizadas a baixas temperaturas (200K – 400K) e também as mais utilizadas no fabrico de geradores termoelétricos.

A figura 2.6 ilustra a figura de mérito dos principais materiais utilizados na construção de geradores termoelétricos em função da temperatura.

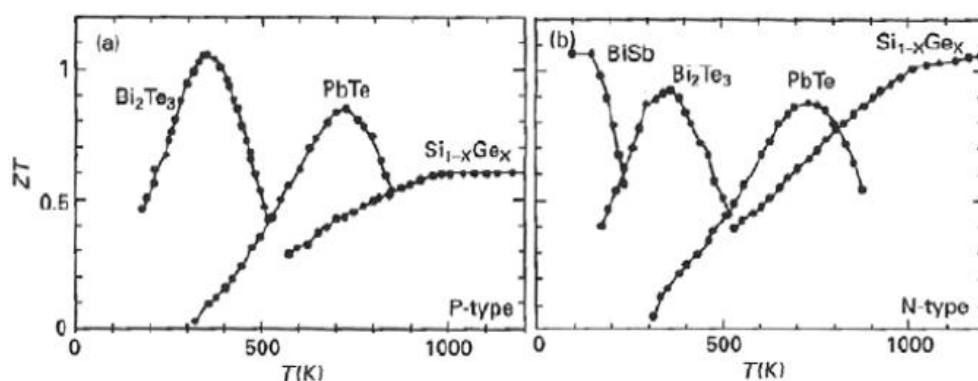


Figura 2.6 - Figura de mérito dos principais materiais termoelétricos [46]

Na figura 2.6 à esquerda, podem ver-se os semicondutores dopados do tipo P, enquanto do lado direito podem ser vistos os semicondutores dopados do tipo N.

Verifica-se também que, a figura de mérito sofre uma elevada variação com a temperatura, sendo necessário selecionar os materiais para o fabrico dos geradores termoelétricos de acordo com a aplicação pretendida.

Modelo Elétrico de um Módulo Termoelétrico

Uma das principais aplicações dos módulos termoelétricos é a geração de energia elétrica. Quando os módulos termoelétricos funcionam como geradores, estão a funcionar segundo o efeito *Seebeck*, produzindo energia elétrica através de diferenças de temperatura. Como ilustra a figura 2.7, quando o calor é aplicado na junção dos elementos semicondutores, os eletrões livres do elemento tipo N e as “lacunas” dos elementos tipo P deslocam-se para o lado frio, concentrando carga neste local. A extremidade fria do elemento tipo N adquire carga com polaridade negativa e a extremidade fria do elemento tipo P adquire carga positiva, ao fechar-se o circuito entre os elementos N e P cria-se uma corrente elétrica no sistema.

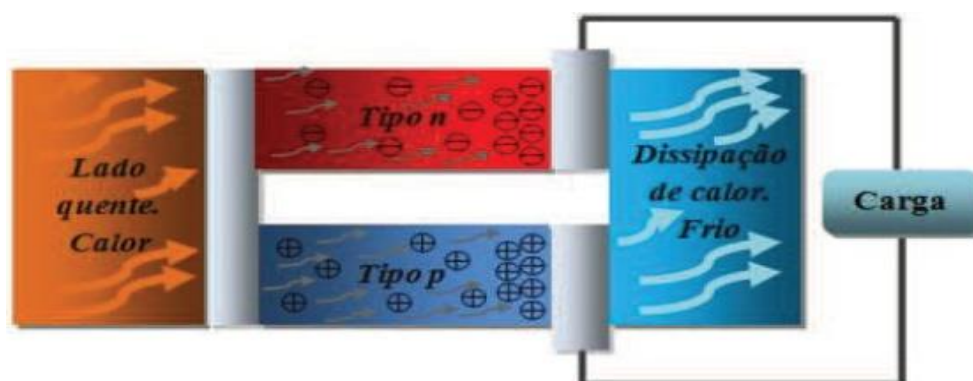


Figura 2.7 - Movimento das partículas num módulo termoelétrico [38]

A diferença de potencial gerada é proporcional à diferença de temperatura entre a face quente e a face fria à qual o módulo é submetido. Cada junção p-n produz uma tensão na ordem de milivolts (mV), sendo a tensão total multiplicada pelo número de junções (N), conforme apresentado na equação 2.9,

$$V_i = N \cdot (T_h - T_c) \cdot (\alpha_p - \alpha_n), \quad (2.9)$$

Onde $\Delta T = T_h - T_c$ é a diferença de temperatura entre as junções, T_h é a temperatura no lado quente e T_c no lado frio, e $\alpha = \alpha_p - \alpha_n$ é o coeficiente de *Seebeck* expresso em $V/^\circ C$, α_p e α_n são propriedades dos materiais condutores do módulo.

Desta forma, tem-se que a diferença de potencial para o módulo como um todo é dado pela equação 2.10,

$$V_i = \alpha \cdot \Delta T, \quad (2.10)$$

Onde α é o coeficiente global do módulo.

A figura 2.8 representa o circuito elétrico equivalente de um módulo termoelétrico onde V_i é a tensão gerada (mV), R_i é a resistência interna do módulo e V_o é a tensão nos terminais do módulo.

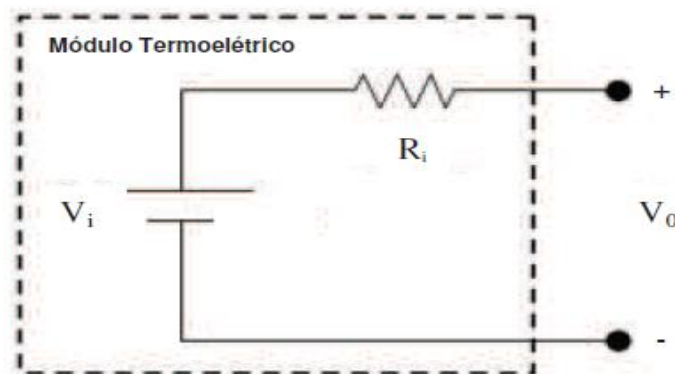


Figura 2.8 - Circuito elétrico equivalente sem carga de um módulo termoelétrico

Enquanto nenhuma carga é ligada aos terminais do módulo, não haverá nenhuma corrente elétrica a percorrer o circuito, portanto $V_R = 0$ então, $V_i = V_o$.

Quando se conecta uma carga (R_L) ao circuito, conforme ilustrado na figura 2.9, pode-se determinar a corrente (I_L) que flui pela carga.

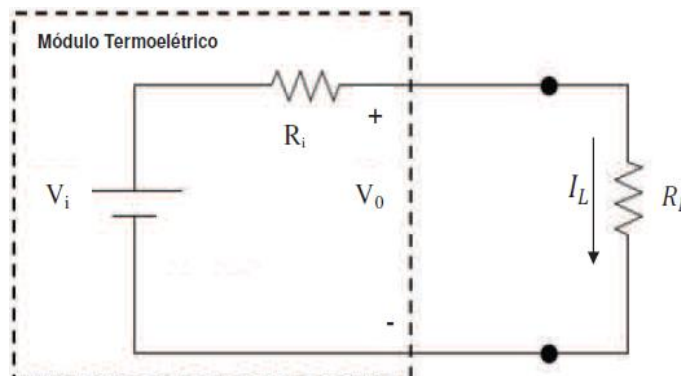


Figura 2.9 - Circuito elétrico equivalente com carga de um módulo termoelétrico

$$I_L = \frac{V_i}{R_i + R_L}, \quad (2.11)$$

Consequentemente, a tensão na carga (V_L) pode ser definida como a tensão gerada menos a queda de tensão interna do módulo.

$$V_L = I_L \cdot R_L = V_i - I_L \cdot R_i, \quad (2.12)$$

Pode-se reescrever a equação 2.12 em termos de diferença de temperatura e do coeficiente *Seebeck*.

$$V_L = \alpha \cdot \Delta T - \frac{\alpha \cdot \Delta T \cdot R_i}{R_i + R_L}, \quad (2.13)$$

A potência dissipada na carga é dada pela equação 2.14,

$$P_L = I_L^2 \cdot R_L, \quad (2.14)$$

Substituindo I_L , tem-se a potência gerada em função da tensão gerada, resistência da carga e resistência interna do módulo, que é expressa pela equação 2.15,

$$P_L = \frac{V_i^2 \cdot R_L}{(R_i + R_L)^2}, \quad (2.15)$$

Pode-se reescrever a potência dissipada na carga em função da temperatura entre as faces do módulo, conforme a equação 2.16,

$$P_L = \frac{\alpha^2 \cdot \Delta T^2 \cdot R_L}{(R_i + R_L)^2}, \quad (2.16)$$

Potência Máxima de Saída

Matematicamente, a potência máxima na carga (P_{\max}) é obtida derivando a expressão da potência elétrica em função de R_L , de forma a ser possível determinar o máximo da função. Obtém-se então a equação 2.17,

$$P_L' = \frac{V_i^2 \cdot (R_i - R_L)}{(R_i + R_L)^3}, \quad (2.17)$$

Determinando os zeros da derivada é possível determinar os máximos/mínimos da função, assim tem-se,

$$\frac{V_i^2 \cdot (R_i - R_L)}{(R_i + R_L)^3} = 0, \quad (2.18)$$

Tendo em conta que $R_i > 0$ e que $R_L > 0$, os zeros da função são,

$$V_i = 0 \text{ e } R_L = R_i$$

A tabela 2.4 ilustra a potência dissipada em função de R_L .

Tabela 2.4 - Evolução da potência dissipada e sua derivada com variação de R_L

R_L	0	$R_L = R_i$	$+\infty$
P_L'	+	0	-
P_L	↑	Máximo	↓

Desta forma é possível observar que a potência máxima é obtida quando o valor de R_L é igual ao valor de R_i . Na figura 2.10 é possível observar como varia a potência elétrica com o valor da carga. Também é possível observar que, de acordo com o demonstrado analiticamente, a potência máxima corresponde ao ponto em que a derivada da potência elétrica é zero.

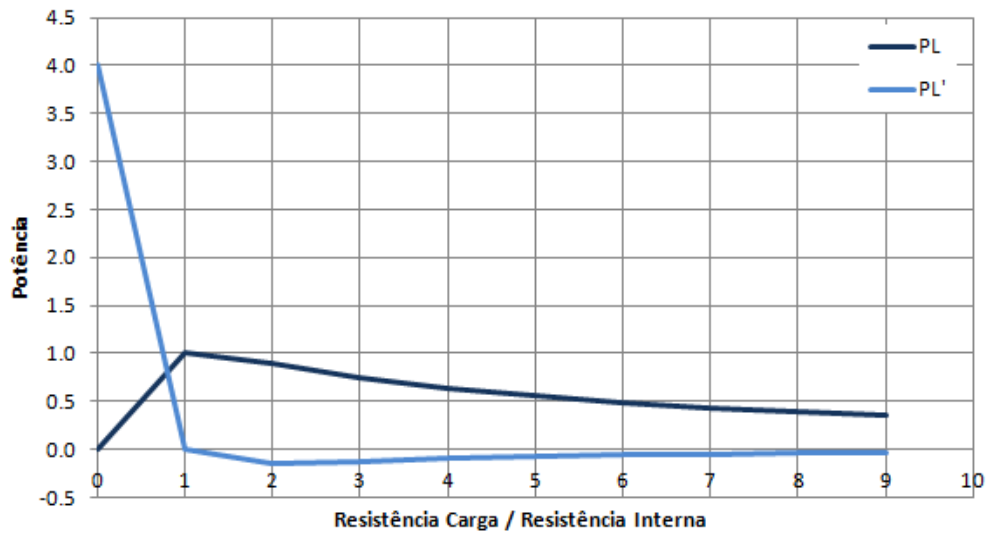


Figura 2.10 - Curva da Potência elétrica e da sua derivada em função da carga

Assumindo então $R_i = R_L = R_{\max}$, a potência máxima é dada pela equação 2.19,

$$P_{L,\max} = \frac{V_i^2}{4 \cdot R_{\max}}, \quad (2.19)$$

2.1.3 - Termopar

Um termopar é constituído por dois condutores metálicos distintos, de metal puro ou ligas homogêneas. Os dois metais são soldados (fusão por aquecimento) numa extremidade, que se designa por junção quente ou junção de medição. A outra extremidade dos condutores é utilizada para a respetiva medição, designado por junção de referência, fechando assim o circuito elétrico por onde flui a corrente elétrica.

O funcionamento dos termopares é um bom exemplo de aplicação do efeito *Seebeck*, onde a tensão gerada é proporcional à diferença de temperatura entre as extremidades do sensor. A tensão medida nas extremidades de um termopar é obtida através da equação 2.20,

$$V = \frac{(\alpha_A - \alpha_B)}{T_h - T_c}, \quad (2.20)$$

Onde α_A e α_B são as constantes *Seebeck* dos metais e dependem da constituição dos materiais.

A figura 2.11 ilustra o funcionamento de um termopar baseado no princípio explicado anteriormente.

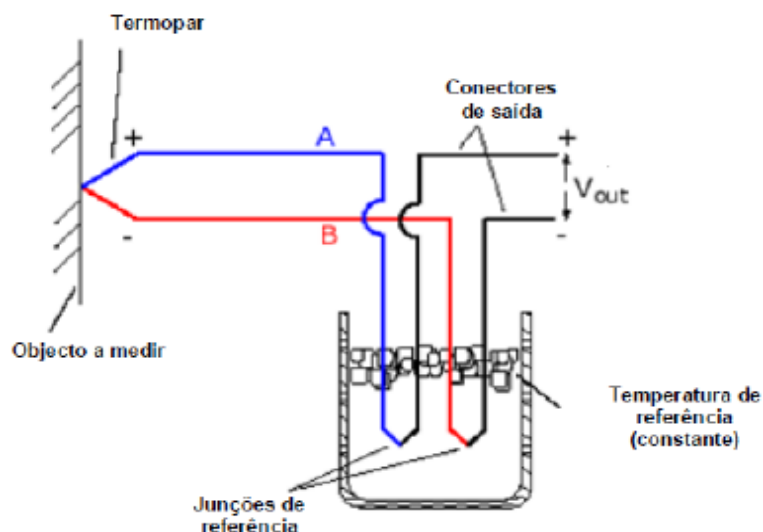


Figura 2.11 - Princípio de funcionamento de um termopar [1]

Na figura 2.11 observa-se o objeto, onde se pretende medir a temperatura, que se encontra em contacto com uma das junções, e um banho de gelo, onde se encontram mergulhadas a outra extremidade dos semicondutores, que tem como objetivo servir de ponto de referência, pois este princípio apenas permite medir diferenças de temperatura. O banho de gelo deve permanecer a uma temperatura constante, de modo a que a referência não se altere, evitando assim perturbações na medição. O circuito pode também contemplar um sinal que serve de referência, conhecido como ponto de gelo eletrónico, não sendo assim necessário utilizar um banho de gelo.

A tabela 2.5 ilustra as principais combinações de materiais para termopares, que se encontram padronizadas, bem como os seus limites de operação, erro característico e diferença de potencial gerada.

Tabela 2.5 - Diferentes tipos de termopares [2]

Tipo de Termopar	Elemento Termoelétrico Positivo	Elemento Termoelétrico Negativo	Limites de Temperatura ($^{\circ}C$)	ΔV produzido (mV)	Erro padrão
B	70.4% Platina	93.9% Platina	0 a 1820	0 a 13.820	0.50%
	29.6 Ródio	6.1 Ródio			
E	90% Níquel	55% Cobre	-270 a 1000	-9.835 a 76.373	0.50%
	10% Crómio	45% Níquel			
J	99.5% Ferro	55% Cobre	-210 a 760	-8.096 a 42.919	0.75%
		45% Níquel			

K	90% Níquel 10% Crómio	95% Níquel	-270 a 1200	-6.458 a 48.838	0.75%
		2% Manganésio 2% Alumínio 1% Silício			
R	87% Platina 13% Ródio	100% Platina	-50 a 1768	-0.226 a 21.101	0.25%
S	90% Platina 10% Ródio	100% Platina	-50 a 1768	-0.236 a 18.693	0.25%
T	100% Cobre	55% Cobre 45% Níquel	-270 a 400	-6.258 a 20.872	0.75%

2.2 - Arquitetura Geral do Sistema

2.2.1 - Modelo

A peça fundamental deste projeto é um esquentador e toda a arquitetura do sistema gira à volta dessa peça. O grande objetivo desta dissertação é alimentar o esquentador a partir de um sistema onde haja sintonia entre uma bateria e o Gerador Termoelétrico (TEG), por forma a satisfazer sempre as exigências do esquentador. A figura 2.12 ilustra o modelo do sistema e como os diferentes componentes estão relacionados.

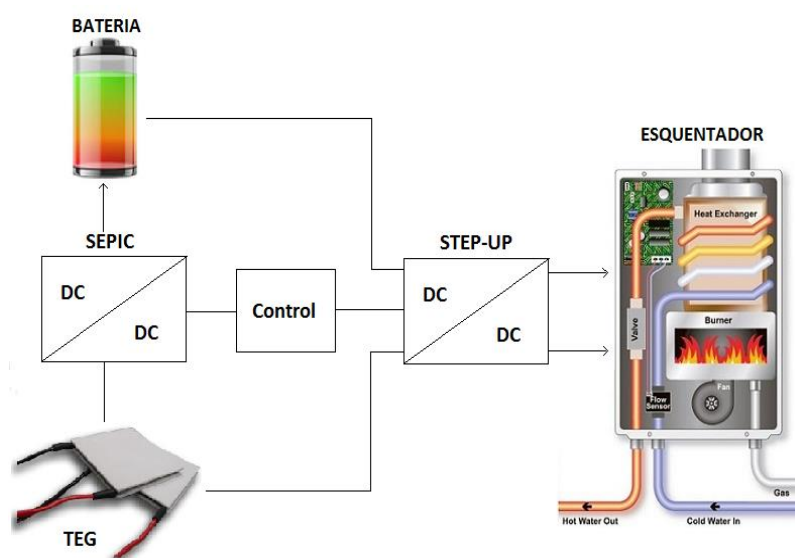


Figura 2.12 - Modelo do sistema

2.2.2 - Elementos

Pela figura 2.12 pode-se constatar que o sistema tem duas entradas, bateria e TEG, e uma saída, o esquentador. Entre estes componentes e para que haja trânsito de potência é necessário colocar conversores de potência DC-DC, pois tanto a bateria como o TEG fornecem energia na forma contínua e o esquentador assim também o exige. O facto de existirem dois tipos de conversores DC-DC está explicado no capítulo 4.

Para o bom funcionamento do sistema não basta apenas ligá-los, é necessário desenvolver um método de controlo, de modo a que o sistema atue da forma pretendida. É isso que simboliza o bloco “*control*” e que é estudado e demonstrado cuidadosamente no capítulo 5. Assim sendo, a tabela 2.6 resume as entradas e saídas do sistema.

Tabela 2.6 - Elementos do sistema

Entradas	Saídas
Bateria	Esquentador Carga 1: 32V@1A
TEG	Carga 2: 26V@1.5A

2.2.3 - Requisitos

No desenvolvimento do modelo do sistema é necessário ter vários aspetos em consideração, ou seja, respeitar a lista de requisitos. A tabela 2.7 discrimina todos os requisitos que foram necessários ter em conta na conceção do modelo.

Tabela 2.7 - Lista de requisitos

Requisitos	Classificação
Sistema autónomo, alimentado por TEG	Funcional
Bateria recarregável	Funcional
Capacidade da bateria para 20 arranques	Não Funcional
Bateria recarregada a partir do TEG	Funcional
Controlo da recarga da bateria	Funcional

2.3 - Gerador Termoelétrico

Como foi referido na secção 2.2.2, o Gerador Termoelétrico (TEG) representa uma entrada do sistema e, portanto, um ponto crucial neste projeto, isto levou à necessidade da realização de um estudo do mercado sobre possíveis soluções de um TEG para este projeto.

Esse estudo assenta na procura da solução mais viável para o projeto, tendo em conta fatores como o preço, temperatura de funcionamento e potência máxima. Além disso, o TEG

escolhido tem que cumprir alguns requisitos impostos pelo sistema que se apresentam na secção 2.3.1.

2.3.1 - Dimensionamento

Como objetivo deste projeto foi definido a necessidade de extração máxima de energia no TEG e essa energia tem que satisfazer as necessidades do sistema, ou seja, a potência extraída do TEG tem que ser suficiente para alimentar as duas saídas e ainda recarregar a bateria quando necessário. Para garantir que a potência do TEG é sempre superior às saídas é preciso ter em conta o pior caso, ou seja, ter em conta que as saídas funcionam sempre em plena carga.

Assim,

$$P_{TEG} > P1 + P2, \quad (2.21)$$

Onde P_{TEG} é a potência do TEG, $P1$ é a potência máxima da carga 1 e $P2$ é a potência máxima da carga 2.

Sendo,

$$P1 = 32 \cdot 1 = 32 \text{ W}, \quad (2.22)$$

$$P2 = 26 \cdot 1.5 = 39 \text{ W}, \quad (2.23)$$

Então a potência exigida ao TEG é,

$$P_{TEG} > 32 + 39 > 71 \text{ W}, \quad (2.24)$$

De facto a potência exigida ao TEG é o fator mais relevante para o seu dimensionamento, no entanto essa potência é obtida do TEG a partir de diferenças de temperatura e este fator depende muito do sistema envolvido, que neste projeto é um esquentador.

Assim, neste sistema as diferenças de temperaturas máximas esperadas rondam os 200 e 250°C, sendo que,

$$T_{frio} \approx 50^\circ C, \quad (2.25)$$

$$T_{quente} \approx]250^{\circ}C, 300^{\circ}C[, \quad (2.26)$$

Com base no estudo efetuado, conclui-se que nenhum TEG disponível no mercado satisfaz as exigências do sistema. No entanto, existe a possibilidade de colocar vários TEG's em série, sendo a potência resultante (P_{res}),

$$P_{res} = N_{TEG} \cdot P_{TEG}, \quad (2.27)$$

Onde N_{TEG} é o número de TEG's colocados em série.

Assim o que realmente interessa contabilizar é a P_{res} para efeitos de dimensionamento.

$$P_{res} > P1 + P2, \quad (2.28)$$

No entanto, é necessário ter em conta as dimensões físicas do sistema, que limita o número de TEG's possíveis a colocar em série. A partir da equação 2.28,

$$P_{TEG} > \frac{P1 + P2}{N_{TEG}}, \quad (2.29)$$

Estando este sistema limitado a dois TEG's em série ($N_{TEG} = 2$). Assim,

$$P_{TEG} > \frac{71}{2} \approx 35.5 \text{ W}, \quad (2.30)$$

Nestas condições existe uma solução no mercado que satisfaça os requisitos exigidos com os seguintes dados:

- $T_{quente, \max} = 250^{\circ}C$.
- $P_{TEG, \max} = 40 \text{ W}$ com $\Delta T = 200^{\circ}C$.
- Material termoelétrico - Telureto de Bismuto (Bi_2Te_3).

2.3.2 - Modelo

De acordo com o dimensionamento efetuado e por forma a estudar o comportamento teórico do TEG escolhido, apresenta-se um modelo matemático em *MatLab - Simulink* do mesmo com o objetivo de avaliar o desempenho para diferentes diferenças de temperatura (ΔT).

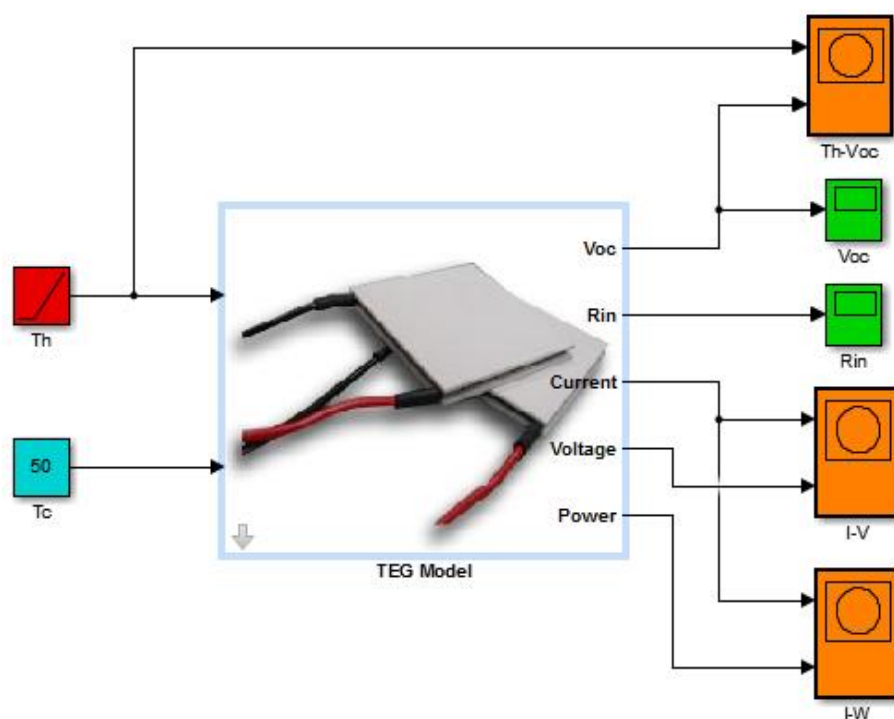


Figura 2.13 - Modelo do TEG em MatLab - Simulink

O modelo desenvolvido tem como objetivo avaliar as curvas da tensão e potência em função da corrente, bem como a tensão de circuito aberto em função da temperatura quente, como se pode observar na figura 2.13. As entradas que foram necessárias definir para elaborar o modelo encontram-se ilustradas na figura 2.14.

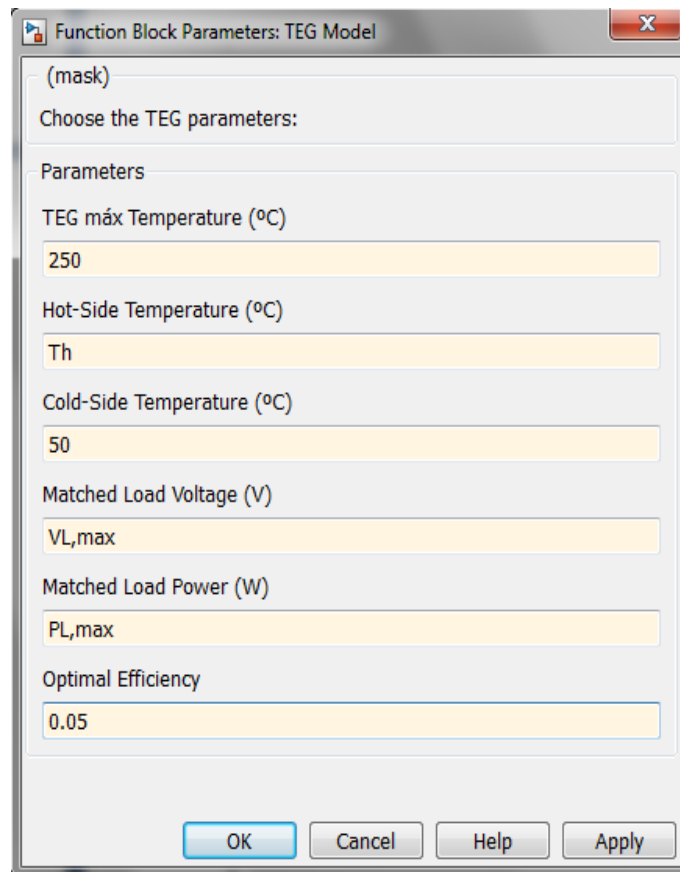


Figura 2.14 - Entradas do modelo do TEG

Pela figura 2.14, o modelo contém seis entradas, onde três delas têm um valor fixo. A temperatura máxima de funcionamento do TEG ($T_{TEG,max}$) e o rendimento do TEG (η_{TEG}) são valores fixos e encontram-se na *datasheet* do mesmo [50], enquanto a temperatura fria (T_c) definiu-se um valor fixo tendo em conta o que foi dito na secção 2.3.1 acerca do sistema. As outras três entradas são valores que variam com a diferença de temperatura (ΔT) que se pretende, a temperatura quente (T_h) é o resultado da soma de ΔT e T_c , e tanto a tensão máxima na carga ($V_{L,max}$), como a potência máxima na carga ($P_{L,max}$) podem se obter a partir da *datasheet* do TEG [50].

Assim, o resumo de entradas e saídas do modelo encontra-se ilustrado na tabela 2.8.

Tabela 2.8 - Elementos do modelo do TEG

Entradas	Saídas
$T_{TEG,max} (^{\circ}C)$ - Temperatura máxima do TEG	$V_{oc}(V)$ - Tensão de circuito aberto
$T_h (^{\circ}C)$ - Temperatura quente	$R_{in}(\Omega)$ - Resistência interna
$T_c (^{\circ}C)$ - Temperatura fria	$Current(A)$ - Corrente na carga
$V_{L,max}(V)$ - Tensão máxima na carga	$Voltage(V)$ - Tensão na carga
$P_{L,max}(W)$ - Potência máxima na carga	$Power(W)$ - Potência na carga
$\eta_{TEG}(\%)$ - Rendimento do TEG	

O cálculo de V_{oc} é realizado a partir da equação 2.10 tendo em conta a diferença de temperatura instantânea (ΔT_{ins}) e o coeficiente de *Seebeck* (α). Sabendo que no funcionamento em potência máxima ($P_{L,max}$) $R_L = R_{in} = R_{max}$ pela tabela 2.4, então pela equação 2.13,

$$V_{L,max} = \alpha \cdot \Delta T - \frac{\alpha \cdot \Delta T \cdot R_{max}}{2 \cdot R_{max}} \Rightarrow \alpha = \frac{2 \cdot V_{L,max}}{\Delta T}, \quad (2.31)$$

Onde ΔT é a diferença de temperatura esperada no final.

Assim,

$$V_{oc} = \frac{2 \cdot V_{L,max}}{\Delta T} \cdot \Delta T_{ins}, \quad (2.32)$$

Pela equação 2.19, o cálculo de R_{in} depende de V_{oc} e $P_{L,max}$. Assim,

$$R_{in} = \frac{\alpha^2 \cdot \Delta T_{ins}^2}{4 \cdot P_{L,max}}, \quad (2.33)$$

A equação 2.34 define a corrente à saída do modelo,

$$I = \frac{\alpha \cdot (T_h - \Delta T_{ins}) - \alpha \cdot \sqrt{(T_h - \Delta T)^2 - \frac{2 \cdot \Delta T}{Z}}}{R_L}, \quad (2.34)$$

Onde R_L é a resistência na carga e Z é a figura de mérito do TEG,

$$R_L = \frac{V_{L,max}^2}{P_{L,max}}, \quad (2.35)$$

$$Z = \frac{4 \cdot \eta_{TEG}}{\Delta T - \eta_{TEG} \cdot (1.5 \cdot T_h + 0.5 \cdot T_c)}, \quad (2.36)$$

O cálculo da tensão à saída do modelo depende tanto da resistência na carga e a corrente obtida, como também da tensão e potência máximas na carga, como ilustra a equação 2.37,

$$V = -R_L \cdot \left(I - \frac{2 \cdot V_{L,\max}}{P_{L,\max}} \right), \quad (2.37)$$

A potência é o produto da corrente e tensão obtidos pelas equações 2.34 e 2.37 ($P = V \cdot I$).

A figura 2.15 representa o interior do bloco “TEG Model” da figura 2.13 que é a representação por blocos das equações 2.31, 2.32, 2.33, 2.34, 2.35, 2.36 e 2.37.

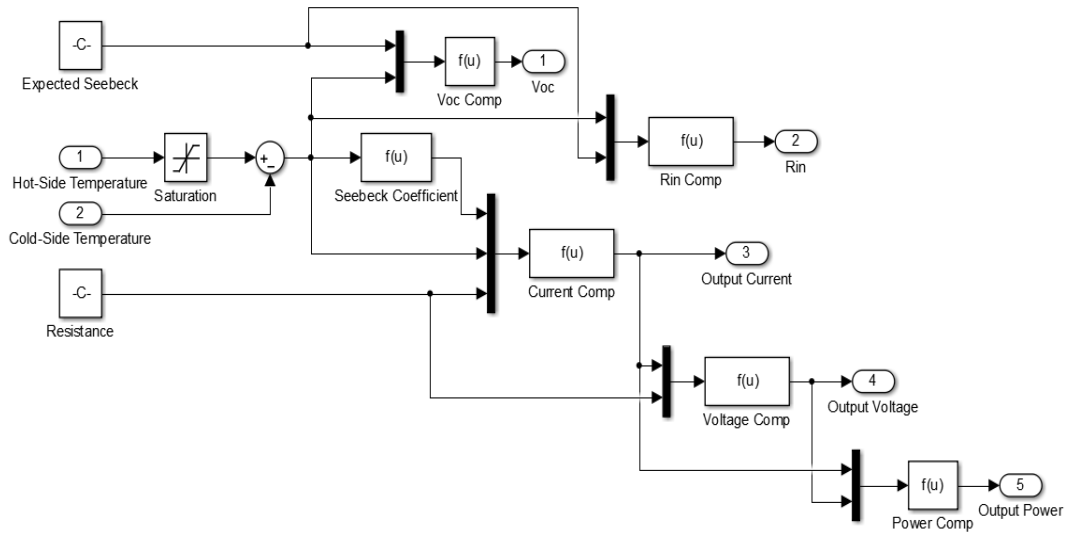


Figura 2.15 - Diagrama de blocos do modelo do TEG

Desta forma e para validar o modelo, apresentam-se as curvas corrente-tensão ($I - V$) e corrente-potência ($I - W$) para quatro ΔT diferentes.

- $\Delta T = 200^\circ C$: $T_h = 250^\circ C$; $V_L = 5V$; $P_L = 40W$.
- $\Delta T = 150^\circ C$: $T_h = 200^\circ C$; $V_L = 3.7V$; $P_L = 22W$.
- $\Delta T = 100^\circ C$: $T_h = 150^\circ C$; $V_L = 2.5V$; $P_L = 10W$.
- $\Delta T = 50^\circ C$: $T_h = 100^\circ C$; $V_L = 1.3V$; $P_L = 1.5W$.

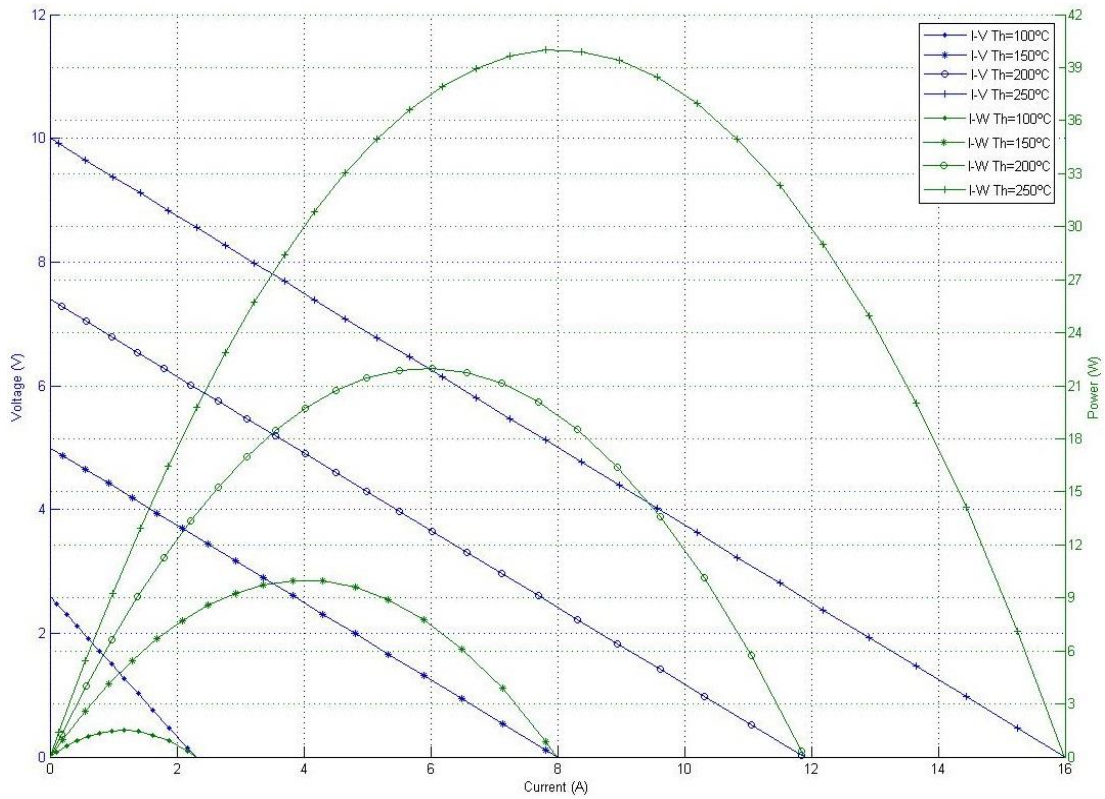


Figura 2.16 - Curvas I-V e I-W do TEG para diferentes ΔT

Pela figura 2.16, constata-se que o ponto de funcionamento máximo do TEG é com $\Delta T = 200^\circ C$, sendo que,

$$P_{L,\max} \approx 40 \text{ W}; V_{L,\max} \approx 5 \text{ V}; I_{L,\max} \approx 8 \text{ A}$$

Para finalizar a representação do modelo do TEG, é também importante verificar a evolução de V_{oc} em função de T_h como ilustra a figura 2.17.

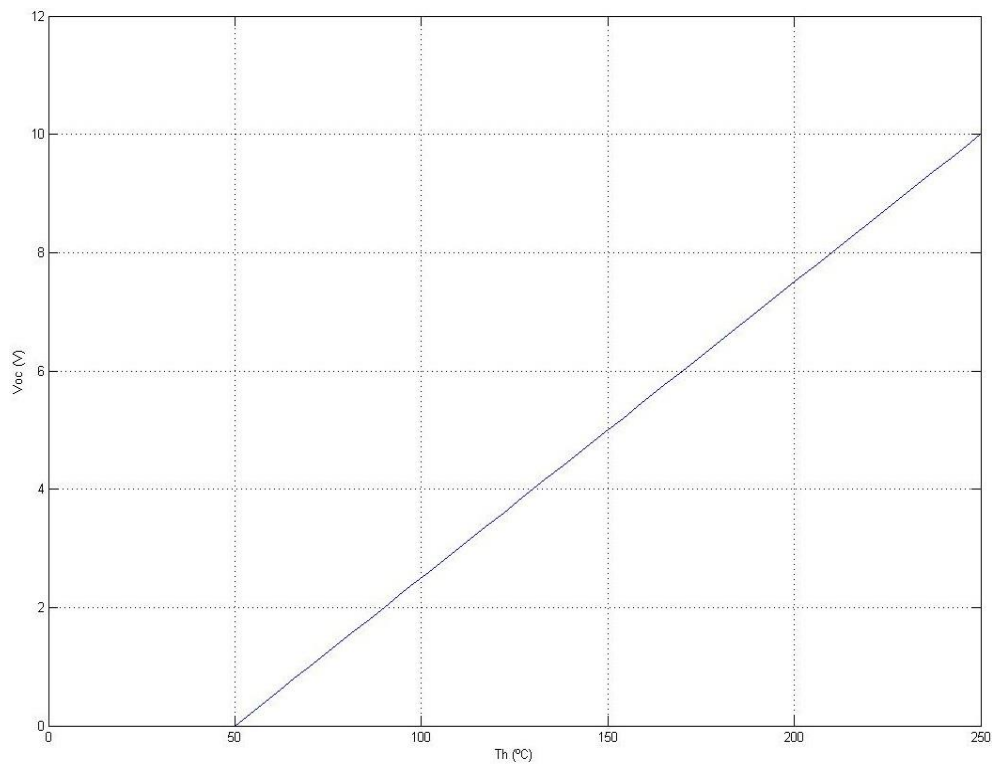


Figura 2.17 - V_{oc} do TEG em função de T_h

Pela equação 2.32, $V_{oc} = 2 \cdot V_{L, \max}$, quando $\Delta T = \Delta T_{ins} = 200^\circ C$ que corresponde a $T_h = 250^\circ C$, o que significa que nesse ponto $V_{oc} \approx 10V$. A figura 2.17 confirma precisamente essa conclusão, validando assim a equação 2.32.

Capítulo 3

Armazenamento de Energia

Visto que existe a necessidade deste sistema ser autónomo, o sistema de armazenamento de energia apresenta-se como um elemento fulcral para o projeto. A sua capacidade de armazenamento e entrega de energia determina a eficiência do sistema. Assim, é necessário estudar e avaliar os tipos de tecnologias associadas à bateria, de modo a encontrar a solução apropriada para o sistema.

3.1 - Estado da Arte

3.1.1 - Baterias

As baterias são um elemento que armazenam energia química para mais tarde ser convertida em energia elétrica, a fim de ser entregue ao sistema conforme as suas necessidades. Assim, durante as operações de carga, ou descarga, ocorrem no seu interior reações de oxidação, ou redução, das partes ativas, resultando assim na adição ou remoção de iões, respetivamente. Uma bateria tipicamente é constituída por dois elétrodo, um positivo e outro negativo, o eletrólito, meio responsável pela condução dos iões entre os dois elétrodo, e o separador que divide fisicamente as secções com diferentes polaridades. As partes ativas são definidas pelos elétrodo. A figura 3.1 representa a configuração interna de uma bateria.

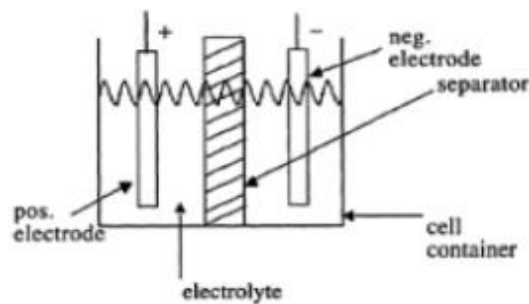


Figura 3.1 - Constituição genérica de uma bateria [42]

Apesar de ainda apresentarem algumas limitações, as baterias têm vindo a ser utilizadas, em grande escala, como o componente principal de um sistema de armazenamento de energia na maior parte dos sistemas de engenharia. Como forma de combater essas limitações, as baterias são um componente sujeito a um constante desenvolvimento, pois à medida que vão surgindo novos materiais as necessidades energéticas vão se alterando. De seguida, são apresentadas alguns tipos de baterias utilizadas atualmente.

Chumbo-Ácidas

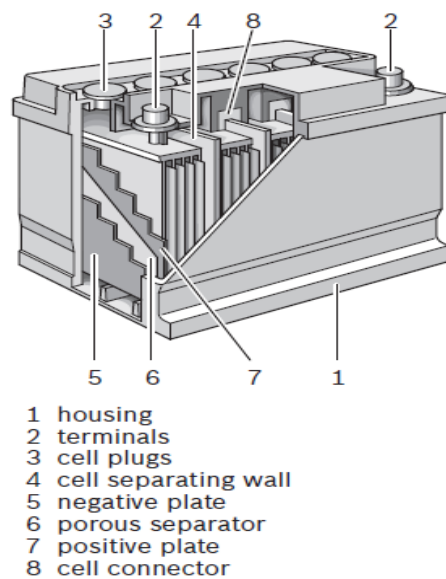


Figura 3.2 - Representação de uma bateria de chumbo [42]

Estas baterias têm uma tensão nominal de uma célula de $2V$ e existem dois tipos diferentes, fluídas e de gel.

Fluídas

- Contém o eletrólito em condições líquidas e fáceis de mobilidade.
- Este tipo de bateria não pode operar numa posição aleatória e só pode ser utilizado em sistemas de potência para casos excepcionais.

- A resistência interna deste tipo de bateria pode ser mantida muito baixa, esta característica faz com que seja possível atingir correntes altas de carga e descarga. Por isso, apenas são usadas para sistemas que requerem essas características.
- O eletrólito em estado líquido é uma desvantagem, pois quando as células da bateria estão sujeitas a grandes esforços, a própria bateria pode-se danificar fazendo com que o líquido escape, tornando a bateria inútil.

Gel

- Também usam eletrólito, porém este não é líquido. Misturando outros agentes com o eletrólito, este torna-se numa substância viscosa, chamada gel.
- Na teoria, estas baterias podem operar em qualquer posição.
- O eletrólito condensado aumenta a resistência interna. No entanto, estas baterias não são capazes de oferecer correntes tão altas de carga e descarga.
- Estas baterias são usadas em aplicações com correntes baixas ou médias durante um longo período de tempo.

Estas baterias não podem ser completamente descarregadas. O processo de descarga tem que parar quando a tensão das células desce abaixo de $1.75V$ (exemplo: $10.5V$ numa bateria de $12V$).

De modo, a melhorar o tempo de vida da bateria é conveniente que esta seja carregada de forma contínua a uma tensão constante e corrente baixa, *float charge*. Correntes altas de carga e temperaturas altas podem desintegrar e evaporar a água do eletrólito.

Instruções de segurança:

- Estas baterias podem desenvolver, no caso de sobrecarga, mistura de gás explosiva hidrogénio/oxigénio.
- Evitar acender chamas perto das baterias e o local onde se encontra a bateria deve ser ventilado.

Resposta em tensão:

- A resposta em tensão destas baterias depende do seu tamanho e tipo. Quanto maior a bateria, mais constante será a tensão para a carga.

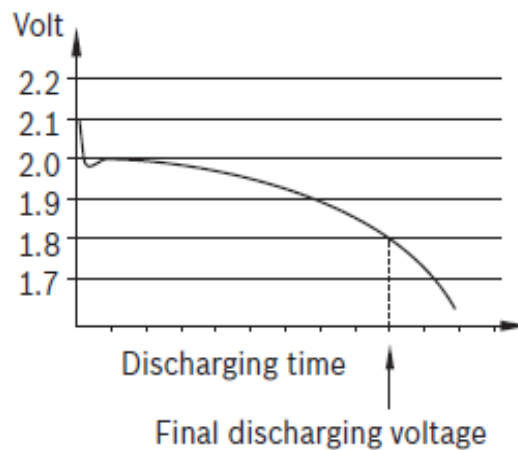


Figura 3.3 - Resposta em tensão das baterias de chumbo [42]

Resposta em corrente:

- Como na tensão, a resposta em corrente depende do seu tamanho e tipo. Quanto maior o seu tamanho, mais alta é a corrente que a bateria consegue oferecer à carga.

Auto descarga:

- O processo de auto descarga depende do material e da temperatura, armazenamento a altas temperaturas incentiva a auto descarga.

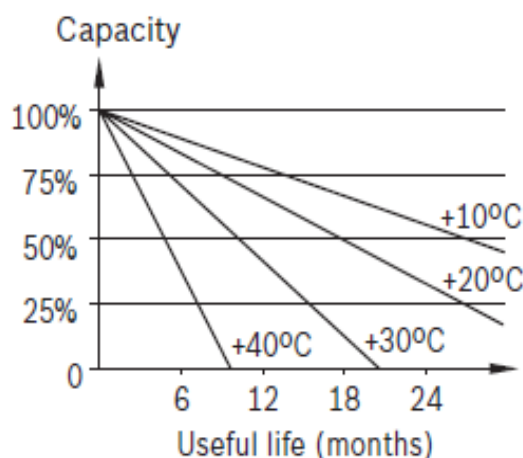


Figura 3.4 - Auto descarga das baterias de chumbo [42]

Resposta à temperatura:

- Reações químicas são mais baixas, quanto menor for a temperatura. Assim, estas baterias atingem correntes de carga e descarga mais altas, quanto maior for a temperatura.
- Estas baterias não podem ser sobrecarregadas. Se se continuar a carregar a bateria depois desta já se encontrar completamente carregada, a bateria não irá armazenar essa energia extra e ao mesmo tempo estar-se-á a danificar o eletrólito.

Níquel

Estas baterias têm uma tensão nominal de uma célula de $1.2V$ e existem dois tipos diferentes, níquel cádmio e hidretos metálicos de níquel.

Níquel Cádmio (NiCd)

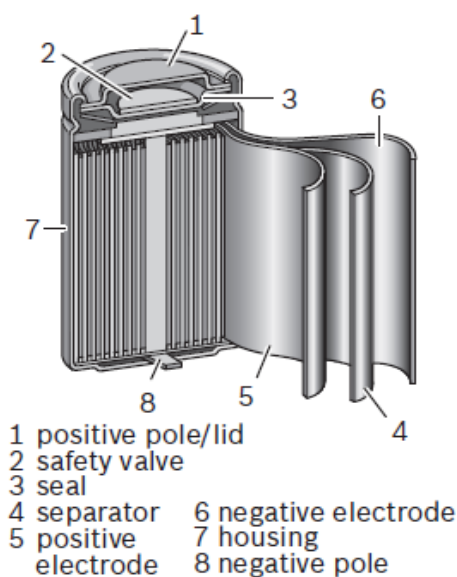


Figura 3.5 - Representação de uma bateria de níquel cádmio [42]

- Contém um eletrólito viscoso e consiste maioritariamente em água com hidróxido de potássio.
- Estas baterias podem ser armazenadas com ou sem carga.
- Não é necessário carregá-las imediatamente a seguir a uma descarga completa.
- Se possível, estas baterias devem ser sempre completamente descarregadas.
- Resposta em tensão:
 - A resposta em corrente-tensão destas baterias depende do seu tamanho e tipo de construção.
 - Quanto mais células forem otimizadas para correntes altas, mais constante será a tensão durante a descarga.
 - Quanto maior for a capacidade da bateria, maior será a sua corrente.

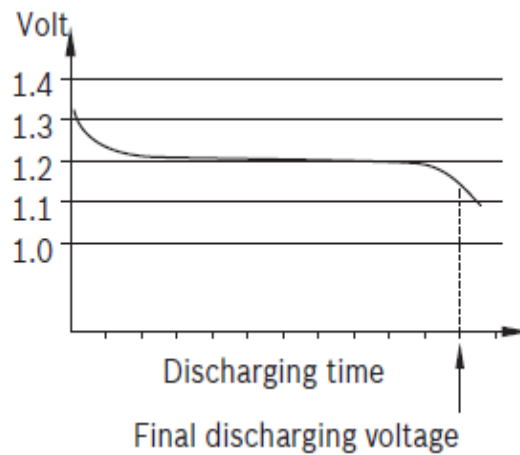


Figura 3.6 - Resposta em tensão das baterias de níquel cádmio [42]

- Baterias níquel cádmio devem ser completamente descarregadas durante as suas aplicações antes de tornar a recarregá-las. Repetidas descargas parciais ou cargas parciais, fazem com que apareçam cristais no eletrodo negativo, o que diminuí a capacidade original da bateria.

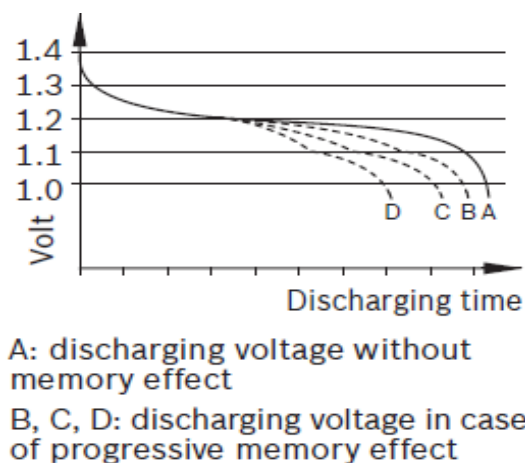


Figura 3.7 - Efeito de memória das baterias de níquel cádmio [42]

- Auto descarga:
 - Estas baterias podem-se auto descarregar. Isto depende, sobretudo, das condições armazenamento. Altas temperaturas aumentam o efeito de auto de descarga. À temperatura ambiente, o tempo de auto descarga é de aproximadamente 3 a 4 meses.

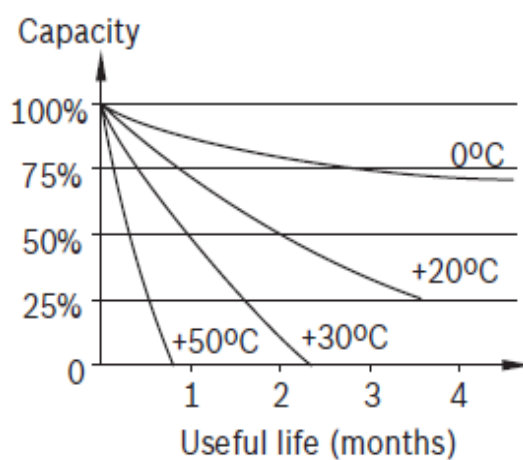


Figura 3.8 - Auto descarga das baterias de níquel cádmio [42]

- Resposta à temperatura:
 - Estas baterias podem oferecer correntes de descarga mais altas, quanto maior for a temperatura.
 - Não podem ser carregadas com correntes altas, a baixas temperaturas.

Hidretos Metálicos de Níquel (NiMH)

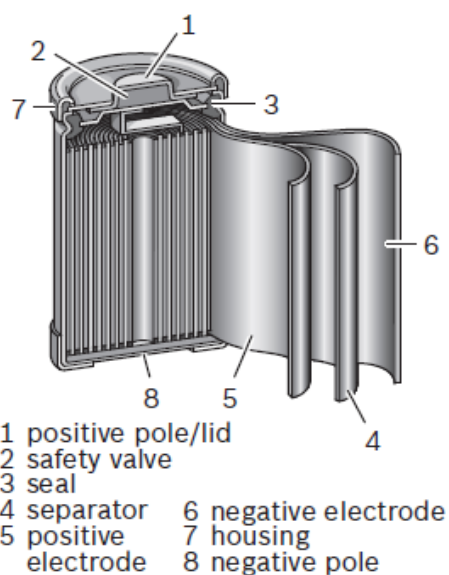


Figura 3.9 - Representação de uma bateria de hidretos metálicos de níquel [42]

- Este tipo de baterias deve ser armazenado com carga completa. É recomendável recarregá-la após uma descarga completa.

- Contrariamente às anteriores, estas não precisam de serem completamente descarregadas sempre que utilizadas, podem ser recarregadas sem se danificarem, estando em condições de descargas parciais. No entanto, deve-se evitar descarregá-las exaustivamente.
- Resposta em corrente-tensão:
 - A resposta em corrente-tensão destas baterias depende do seu tamanho e tipo de construção.
 - Quanto mais as células foram otimizadas para aguentar altas correntes, mais constante será a tensão durante a descarga.
 - Quanto maior é a capacidade da bateria, maior será a sua corrente.

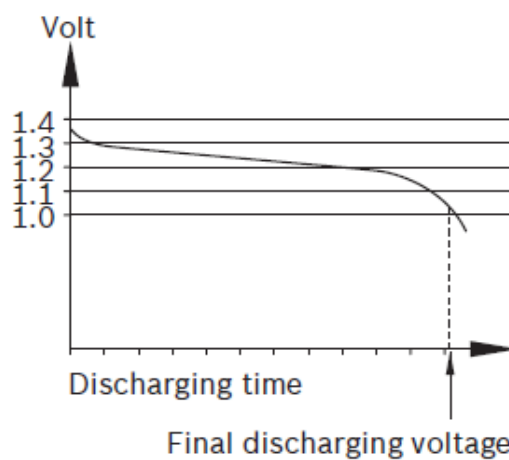


Figura 3.10 - Resposta em tensão das baterias de hidretos metálicos de níquel [42]

- O efeito de memória nestas baterias é bastante reduzido em comparação com as anteriores.
- Auto descarga:
 - O processo de auto descarga depende maioritariamente da temperatura e da qualidade da bateria.
 - Altas temperaturas e defeitos de construção da bateria incentivam a sua descarga.
 - À temperatura ambiente o tempo de auto descarga é aproximadamente de 3 a 4 meses.

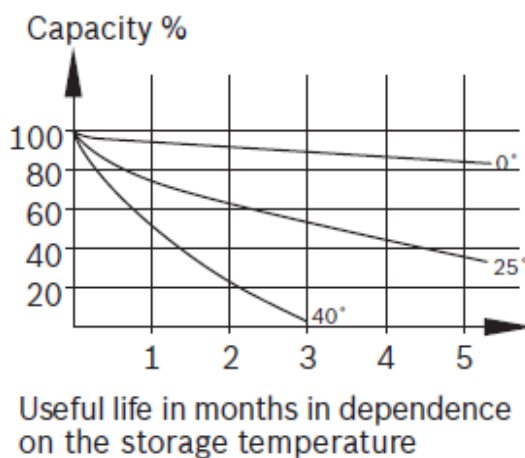


Figura 3.11 - Auto descarga das baterias de hidretos metálicos de níquel [42]

- Resposta à temperatura:
 - Reações químicas são mais lentas a baixas temperaturas. As baterias conseguem oferecer correntes de descarga mais altas, quanto maior for a temperatura.
 - As baterias não podem ser carregadas com correntes altas, a baixas temperaturas.

Lítio

Baterias à base de lítio exigem qualidade nos processos de produção, de modo a assegurar a sua “auto segurança”. Auto segurança significa que correntes altas e/ou aumentos da temperatura não produzam reações incontroláveis, levando à destruição da bateria.

Estas baterias têm uma tensão nominal de uma célula entre 2 a 4V e existem dois tipos, íões de lítio e lítio polímero.

Íões de Lítio (Li-Ion)

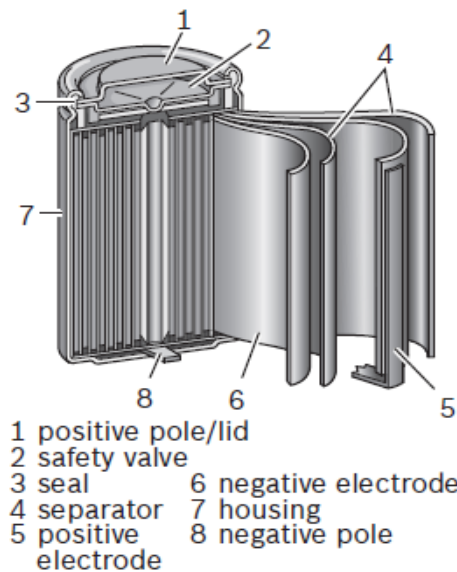


Figura 3.12 - Representação de uma bateria de íões de lítio [42]

- A principal característica destas baterias é que o lítio encontra-se embebido e desloca-se entre dois eletródos, servindo assim de material “hospedeiro”.
- A tensão nominal de uma célula deste tipo de baterias é de $3.6V$.
- Estas baterias podem ser armazenadas em qualquer estado de carga.
- Contrariamente às baterias de níquel cádmio, estas baterias não necessitam de serem completamente descarregadas sempre que usadas, podem ser recarregadas em condições de descarga parcial sem se danificarem. No entanto, têm de serem protegidas contra descargas exaustivas e sobrecargas.
- Estas baterias devem ser carregadas tendo em conta o seu perfil de carga, de modo a estas não se danificarem, ou então com carregadores próprios para o efeito.
- Resposta em corrente-tensão:
 - A resposta em corrente-tensão depende do seu tamanho e tipo de construção.
 - Quanto mais as células foram otimizadas para aguentar correntes altas, mais constante será a tensão durante a descarga.

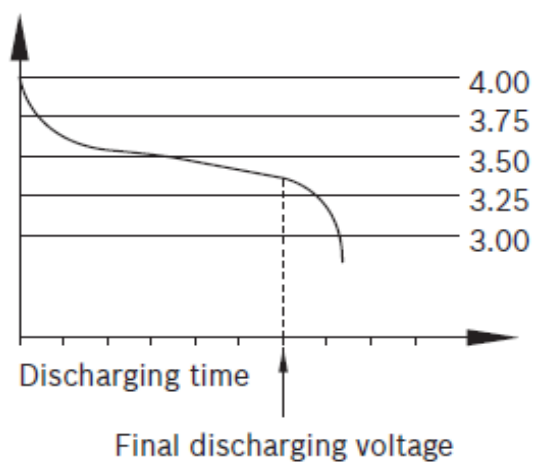


Figura 3.13 - Resposta em tensão das baterias de íões de lítio [42]

- Auto descarga:
 - Uma das principais características destas baterias é a sua baixa auto descarga, bastante mais baixa que as anteriores, como se pode ver pela figura 3.14.

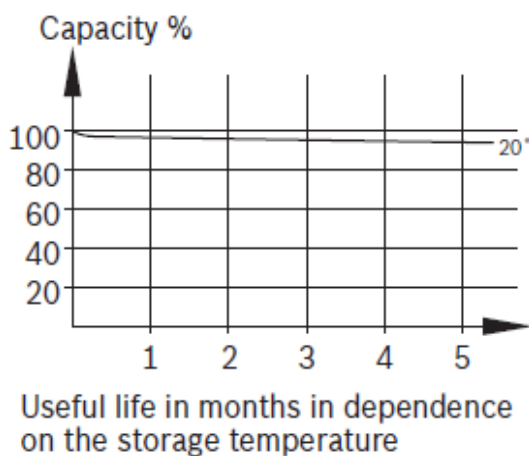


Figura 3.14 - Auto descarga das baterias de íões de lítio [42]

- Resposta à temperatura:
 - Reações químicas são mais lentas para baixas temperaturas. As baterias conseguem oferecer correntes de descarga mais altas, quanto maior for a temperatura.
 - As baterias não podem ser carregadas com correntes altas, a baixas temperaturas.

3.1.2 - Super Condensadores

Os Super Condensadores baseiam-se em condensadores convencionais com uma densidade energética muito superior, permitindo que estes desempenham uma função semelhante à das baterias. Comparativamente com as baterias, estes destacam-se pela não existência de reações químicas no desempenho das suas funções. Nos Super Condensadores, a energia é armazenada em duas placas, separadas por um isolante e colocadas numa geometria paralela entre si, tal como se pode ver na figura 3.15.

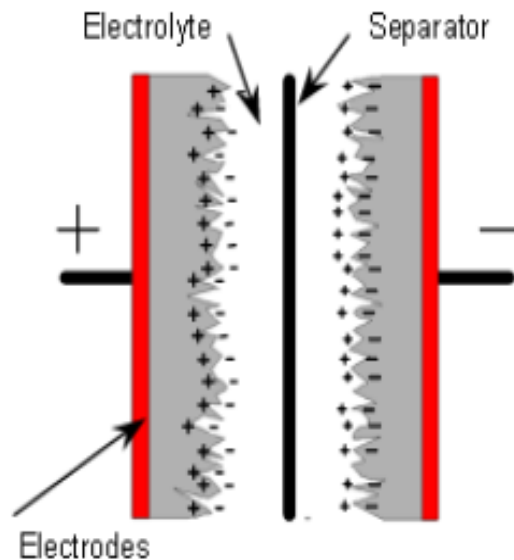


Figura 3.15 - Constituição genérica dos Super Condensadores

Atualmente, existem várias tecnologias em desenvolvimento passíveis de serem utilizadas na construção dos Super Condensadores, sendo que é obtida a melhor densidade energética com elétrodos baseados em compósitos de carbono e eletrólitos orgânicos. Normalmente, os Super Condensadores são utilizados a fim de armazenarem a energia resultante do processo de regeneração por parte da máquina elétrica. Esta utilização resulta das vantagens dos Super Condensadores que são elevada densidade de potência, baixa resistência interna e elevada eficiência. A grande desvantagem consiste no preço.

3.1.3 - Resumo

Nesta secção é feita uma síntese das principais características das baterias, bem como uma comparação geral entre baterias e Super Condensadores, mediante uma série de parâmetros que permitem relacionar os dois sistemas de armazenamento de energia. Estas duas comparações são efetuadas por intermédio das tabelas 3.1 e 3.2.

Tabela 3.1 - Resumo dos diferentes tipos de baterias

Tipo	Densidade Energia $\left(\frac{Wh}{kg}\right)$	Densidade Potência $\left(\frac{W}{L}\right)$	Ciclos	Preço
Chumbo-Ácidas	20 - 50	10 - 400	500 - 1000	Baixo
NiCd	50 - 75	60	2,000 - 2,500	Alto
NiMH	50 - 90	320	300 - 2,000	Alto
Li-Ion	75 - 200	250 - 340	1,000	Alto
Lítio Polímero	>300	>200	>1,000	Alto

Tabela 3.2 - Comparação entre Super Condensadores e Baterias

Parâmetro	Super Condensadores	Baterias
Armazenamento de energia	$W - seg$ da energia	$W - hr$ da energia
Potência entregue	Tensão através dos terminais	Corrente & Tensão
Método de carga	Descarga rápida, decadência da tensão linear ou exponencial	Tensão constante por longo período de tempo
Tempo carga/descarga	$mseg$ a seg	1 a 10 hr
Peso	1 a 2 g	1 g a >10 kg
Densidade de energia	1 a 5 Wh/kg	8 a 600 Wh/kg
Densidade de potência	>4,000 W/kg	100 a 3,000 W/kg
Tensão de operação	2.3 a 2.75 $V/célula$	1.2 a 4.2 $V/célula$
Tempo de vida	>100,000 ciclos	150 a 1,500 ciclos
Temperatura de operação	-40 a +85 $^{\circ}C$	-20 a +65 $^{\circ}C$

3.2 - Modelo da Bateria

A partir do estudo efetuado e tendo em conta as necessidades do sistema (secção 3.2.1), a escolha para a bateria divide-se entre hidretos metálicos de níquel e íões de lítio. No entanto, a bateria de íões de lítio apresenta-se como uma escolha mais viável devido à sua baixa auto descarga (figura 3.14) em comparação com as outras e ao seu baixo efeito memória, ou seja, este tipo de baterias podem sofrer descargas ou cargas parciais sem se danificarem, o que para este projeto é de muita relevância. Além disso, têm uma densidade energética e de potência superior às de hidretos metálicos de níquel (tabela 3.1).



Figura 3.16 - Bateria de íões de lítio

3.2.1 - Dimensionamento

Após a escolha da bateria, é necessário perceber em que condições será exigida energia à bateria, quanto é essa energia exigida e por quanto tempo a bateria tem de fornecer energia ao sistema. O dimensionamento da bateria, para os aspetos mencionados anteriormente, tem que ser realizado tendo em conta sempre o pior caso, de modo a sobre dimensionar a bateria para o sistema.

A bateria neste sistema tem como objetivo único assegurar o arranque do aparelho (esquentador), por isso é necessário perceber quanto tempo demora cada arranque, sabendo que a bateria tem que ter capacidade pelo menos para 20 arranques, pela lista de requisitos (tabela 2.7), e que a potência total do sistema é a soma das cargas 1 e 2 (tabela 2.6). Além disso, a eficiência do conversor na realidade nunca é 100%, portanto para efeitos de dimensionamento considera-se um conversor com uma eficiência de 80%, apesar de um conversor por norma ter uma eficiência maior do que a escolhida, é uma forma de seguir com o dimensionamento sempre tendo em conta o pior caso.

Assim, os dados para o dimensionamento são:

- $P_{sistema} = 71 \text{ W}$.
- $N_{arranques} = 20$.
- $T_{arranque} \approx 80 \text{ s} \approx 0.022 \text{ h}$.
- $\eta_{conversor} = 80\%$.

A partir dos dados do sistema pode-se calcular as necessidades energéticas exigidas à bateria, equação 3.1, sem esta nunca precisar de ser recarregada e, com isto, escolher uma bateria disponível no mercado que satisfaça essas necessidades.

$$P_{bat} \geq \frac{P_{sistema} \cdot N_{arranques} \cdot T_{arranque}}{\eta_{conversor}}, \quad (3.1)$$

Então,

$$P_{bat} \geq \frac{71 \cdot 20 \cdot 0.022}{0.8} \geq 39 \text{ Wh}, \quad (3.2)$$

Se a escolha da bateria assentar em:

- $V_{nom,bat} = 11.1 \text{ V}$.
- $PD_{max} = 80\%$

Onde $V_{nom,bat}$ é a tensão nominal da bateria e PD_{max} é a profundidade de descarga máxima da bateria, ou seja, o limite de energia máxima que se pode retirar da bateria durante o seu funcionamento. Normalmente, não convém descarregar as baterias de íões de lítio abaixo de 20% da sua capacidade.

Então, a bateria necessita de uma capacidade igual ou superior a,

$$C_{bat} \geq \frac{P_{bat}}{V_{nom,bat} \cdot PD_{max}}, \quad (3.3)$$

$$C_{bat} \geq \frac{39}{11.1 \cdot 0.8} \geq 4.39 \text{ Ah}, \quad (3.4)$$

Portanto, a bateria escolhida para satisfazer as necessidades do sistema tem os seguintes parâmetros:

- $V_{nom} = 11.1 \text{ V}$.
- $C = 4.4 \text{ Ah}$.

3.2.2 - Perfil de Carga

Após a escolha da bateria é importante estudar esta, tendo em conta o seu perfil de carga e descarga, de modo a assegurar o uso apropriado da mesma e, consequentemente, o aumento da sua longevidade na aplicação.

Visto que a bateria escolhida é uma de íões de lítio, o perfil de carga desta encontra-se ilustrado na figura 3.17, tendo em conta a sua tensão nominal (V_{nom}) e capacidade (C).

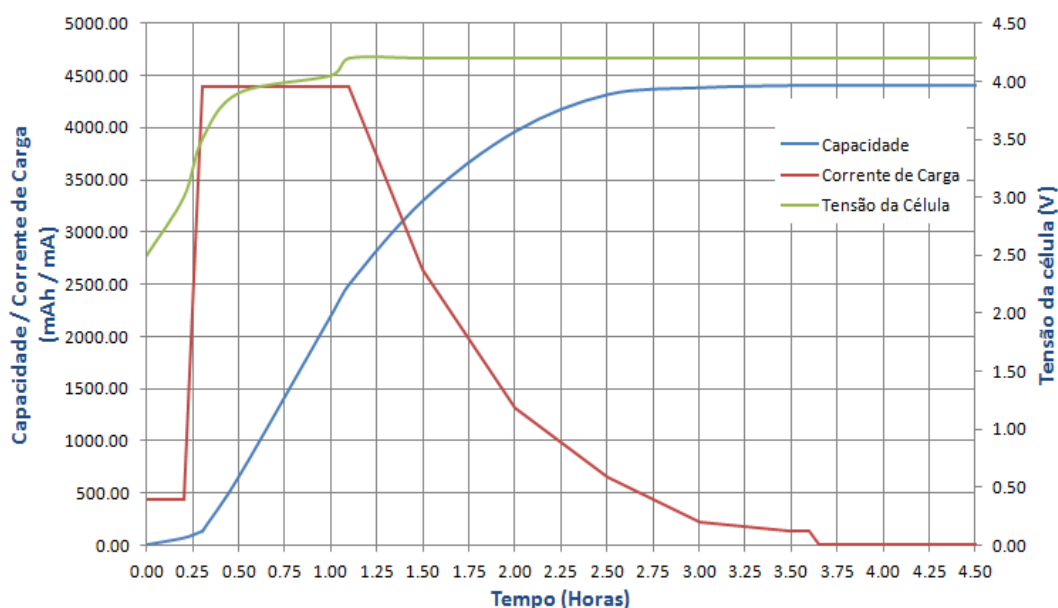


Figura 3.17 - Perfil de carga de uma bateria de íões de lítio [12]

Neste caso, a carga da bateria é realizada com uma corrente de carga $1C$, ou seja, a corrente de carga tem o mesmo valor do que a capacidade da bateria, desta forma a carga da bateria é efetuada de uma forma segura e rápida. Quanto mais baixa for a corrente de carga maior será o tempo de carga, em contrapartida caso a corrente de carga for superior a $1C$ esta pode danificar a bateria.

O perfil de carga deste tipo de baterias pode-se dividir em quatro estágios [12]:

1. Carga lenta (*trickle charge*).
2. Carga com corrente constante (*constant current charge*).
3. Carga com tensão constante (*constant voltage charge*).
4. Carga final (*charge termination*).

No estágio 1, é aplicada uma carga lenta à bateria, ou seja, a corrente de carga é baixa, o recomendável é que seja $0.1C$, e, consequentemente a tensão das células das baterias sobe lentamente. Este estágio serve para repor a tensão nominal das células da bateria ($3.7V$) antes de se iniciar a carga com corrente constante (estágio 2), essa tensão sofre diminuições devido à auto descarga das baterias e após descargas exaustivas das mesmas. Na figura 3.17, este estágio corresponde às primeiras $0.25h$ ($\approx 15\text{min}$).

No estágio 2, a bateria passa a ser carregada com uma corrente constante até atingir uma tensão nas células de $4.2V$, neste caso é recomendável uma corrente de carga de $1C$. Pela figura 3.17, nota-se que a tensão das células aumenta mais lentamente, pelo que este estágio é um pouco mais lento que o anterior.

Após a tensão das células atingir $4.2V$ dá-se início ao estágio 3, este tem como característica principal o facto da tensão nas células se manter constante ($4.2V$). Neste

estágio a corrente de carga diminui lentamente até atingir um valor próximo de zero, onde se dá o último estágio.

Por fim, o estágio 4 refere-se à finalização da carga da bateria, como o próprio nome indica. Este pode ter início tendo em conta um de dois métodos, a corrente de carga aplicada no estágio 3 ou um determinado intervalo de tempo. Caso se inicie este estágio com base na corrente de carga, este começa quando a corrente de carga atingir um valor entre $0.02C$ a $0.07C$, enquanto tendo por base um intervalo de tempo, este refere-se ao estágio 3 e, normalmente, encontra-se entre $2h$ a $2.5h$. Na figura 3.17, este estágio tem início após $3.5h$ de carga, aproximadamente.

3.2.3 - Perfil de Descarga

Após o estudo do perfil de carga, é relevante perceber como reage a bateria em situações de descarga, para isso são apresentadas as figuras 3.18 e 3.19

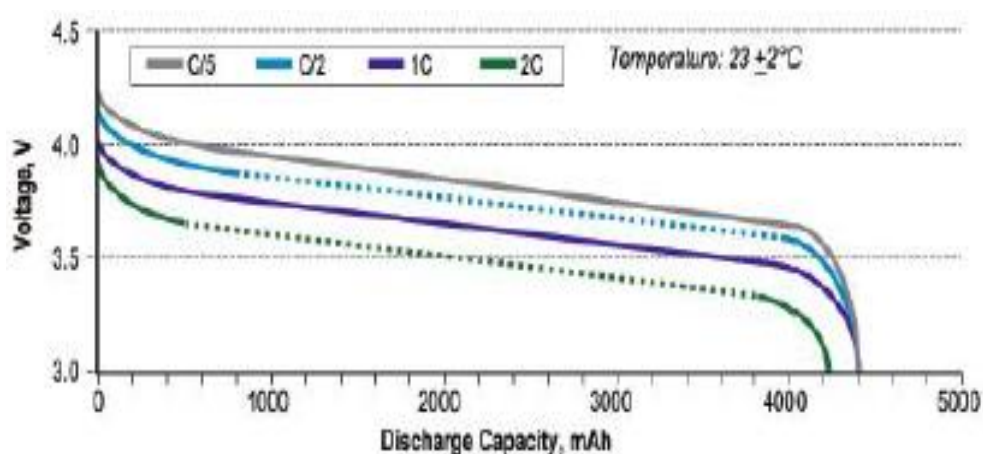


Figura 3.18 - Tensão da célula em função da capacidade de descarga para várias correntes de descarga [51]

Na figura 3.18, observa-se o comportamento da bateria para as correntes de descarga $0.2C$, $0.5C$, $1C$ e $2C$ a uma temperatura de $25^\circ C$, aproximadamente. Neste caso, a figura 3.18 retrata a tensão das células da bateria em função da sua capacidade de descarga e pode-se concluir que quanto maior for a corrente de descarga, menor é a capacidade de descarga da bateria.

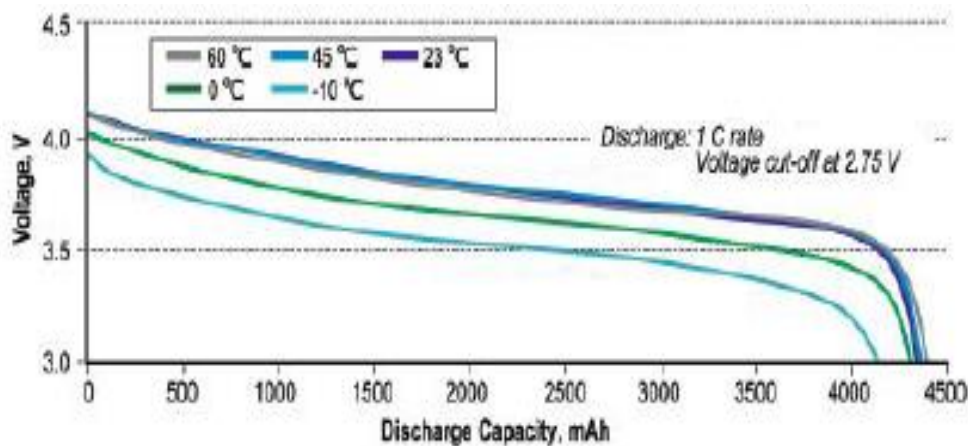


Figura 3.19 - Tensão da célula em função da capacidade de descarga para várias temperaturas [51]

Na figura 3.19, observa-se o comportamento da bateria para as temperaturas -10°C , 0°C , 23°C , 45°C e 60°C com uma corrente de descarga 1C . A figura 3.19 ilustra a tensão das células da bateria em função da sua capacidade de descarga, de forma análoga à figura 3.18, e pode-se concluir que à medida que a temperatura aumenta, a capacidade de descarga da bateria também aumenta, a partir de uma determinada temperatura a capacidade de descarga mantém-se praticamente igual. No entanto a temperaturas demasiado altas (a partir de 100°C), a bateria pode correr o risco de se danificar e a figura 3.19 não ilustra esse facto.

A figura 3.19 também faz referência à tensão de corte da bateria (*voltage cut-off*), que nas baterias de iões de lítio fica entre 2.75V e 3V . Esta tensão representa a tensão limite de funcionamento da bateria e quando a bateria atinge essa tensão deixa de ter capacidade de descarga, ou seja, deixa de conseguir fornecer energia para uma determinada carga.

3.2.4 - Estimação do Estado de Carga

O estado de carga da bateria, em inglês *State of Charge* (SOC), é um importante parâmetro da bateria que permite saber quando esta necessita de carga, ou quando está no limite mínimo de carga e não pode mais ser descarregada.

Um dos métodos que permite calcular o estado de carga da bateria (SOC) é a partir da tensão de circuito aberto da mesma (V_{oc}). A equação que relaciona ambas as variáveis é,

$$V_{oc} = a \cdot SOC + b, \quad (3.5)$$

Logo,

$$SOC_{\%} = \frac{V_{oc} - b}{a} \cdot 100, \quad (3.6)$$

Onde,

$$a = V_{oc}(SOC = 100\%) - V_{oc}(SOC = 0\%), \quad (3.7)$$

E,

$$b = V_{oc}(SOC = 0\%), \quad (3.8)$$

Pelas equações 3.7 e 3.8, para calcular o estado de carga da bateria é preciso saber o V_{oc} quando o estado de carga é 0% e 100% .

A partir da secção 3.2.2 e 3.2.3, pode-se concluir que,

$$V_{oc}(SOC = 100\%) = N_{células} \cdot V_{\max, cél}, \quad (3.9)$$

E,

$$V_{oc}(SOC = 0\%) = N_{células} \cdot V_{\min, cél}, \quad (3.10)$$

Assim,

$$V_{oc}(SOC = 100\%) = 12.6 \text{ V}; V_{oc}(SOC = 0\%) = 9 \text{ V}$$

E,

$$a = 12.6 - 9 = 3.6; b = 9$$

Então,

$$SOC_{\%} = \frac{V_{oc} - 9}{3.6} \cdot 100, \quad (3.11)$$

A figura 3.20 ilustra a relação entre a tensão de circuito aberto e o estado de carga.

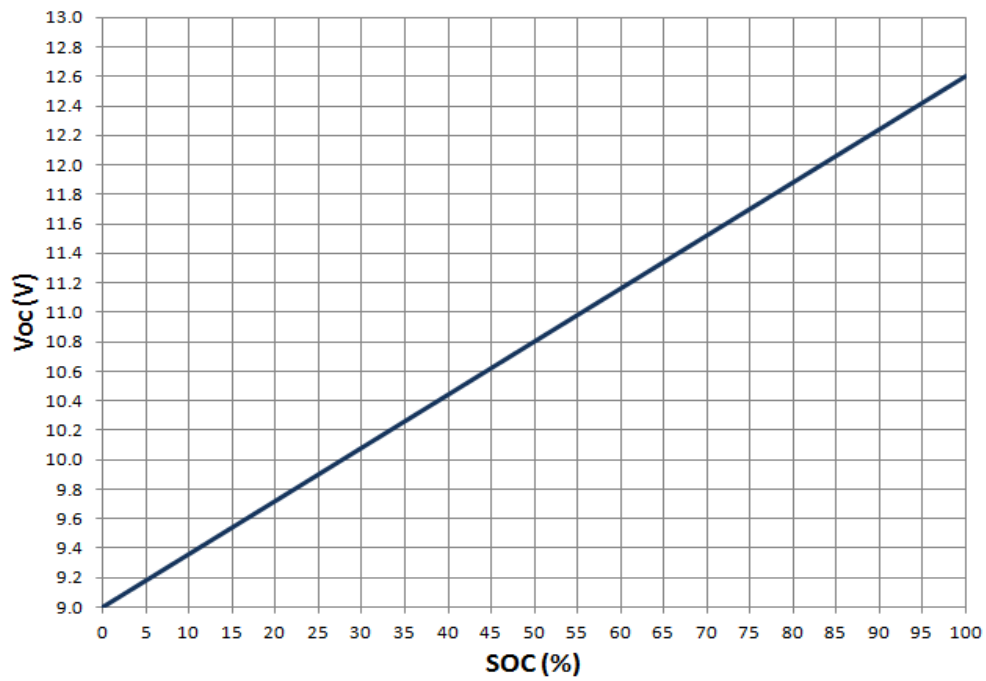


Figura 3.20 - Relação entre V_{oc} e SOC da bateria

Assim para efeitos de controlo, é possível calcular o estado de carga da bateria a partir da tensão de circuito aberto.

Capítulo 4

Conversão de Energia

Neste projeto a conversão de energia é efetuada através de conversores DC-DC, portanto este capítulo reserva-se ao estudo dos mesmos, bem como o modelo e dimensionamentos dos conversores escolhidos.

Os conversores DC-DC têm como função fornecer à saída uma tensão DC regulada. Trata-se de uma classe de conversores de potência que utilizam comutação de sinal e armazenamento de energia através de semicondutores e elementos passivos, respetivamente. Estes conversores são controlados através de Modulação por Largura de Pulso (MLP) ou *Pulse-Width Modulation* (PWM), em inglês, sendo o *duty-cycle* o parâmetro a controlar, de modo a obter a saída pretendida.

Os conversores DC-DC podem funcionar em três modos diferentes, o modo de funcionamento contínuo, descontínuo e crítico ou limiar entre contínuo e descontínuo. O modo de funcionamento está relacionado com a corrente na bobina, se esta nunca for nula, o conversor está a trabalhar no modo contínuo, mas no caso da corrente na bobina atingir o valor zero o conversor funciona em modo descontínuo. O modo crítico ocorre quando a corrente na bobina atinge o valor zero no preciso momento em que termina o período de comutação.

Os conversores DC-DC pertencem a uma classe designada por *Switching Mode Power Supply* (SMPS) e dividem-se em dois grupos, isolados e não isolados. Para este projeto apenas é relevante estudar as diferentes topologias dos conversores DC-DC não isolados. Sendo elas:

- *Step-Down* ou *Buck*.
- *Step-Up* ou *Boost*.
- *Step-Down/Step-Up* ou *Buck-Boost*.
- *SEPIC* (*Single-Ended Primary-Inductor Converter*).

De seguida, apresenta-se um estudo pormenorizado destas topologias nos modos referidos anteriormente.

4.1 - Estado da Arte

4.1.1 - Conversor *Step-Down* (Buck)

Este conversor gera à sua saída uma tensão DC igual ou inferior à tensão de entrada. Na figura 4.1 pode ser visto o esquema elétrico deste tipo de conversor.

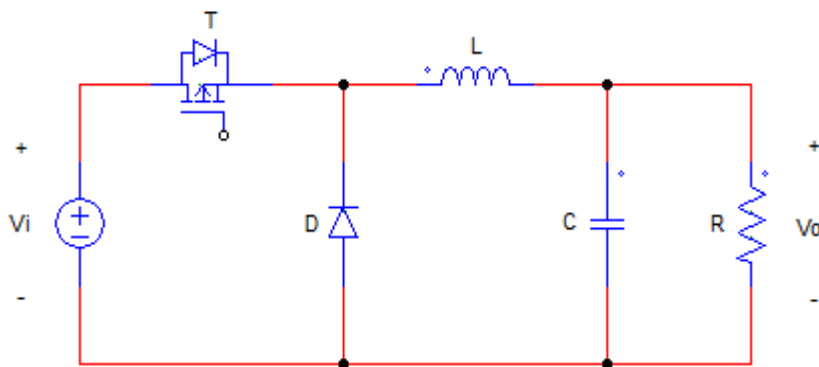


Figura 4.1 - *Step-Down*, esquema elétrico

O conversor é composto por quatro componentes básicos, sendo eles o interruptor de potência T , o diodo D , a bobina L e o condensador C .

O interruptor de potência comuta a uma frequência designada por frequência de comutação (f_s).

O diodo tem como objetivo direcionar o fluxo de corrente no circuito e garantir que existe um caminho para que a corrente da bobina possa fluir. Assim, neste tipo de aplicação devem ser utilizados díodos conhecidos como “*fast recovery diode*”, ou seja, díodos com capacidade de recuperação rápida.

A bobina e o condensador têm como função filtrar a tensão de saída, para a tornar aproximadamente constante.

Condução Contínua

No modo de condução contínua, a corrente na bobina flui continuamente ($i_L(t) > 0$). Assumindo que o circuito opera em regime permanente restando que o período de tempo $T_s = t_{on} + t_{off}$, as formas de onda devem repetir-se o longo do tempo.

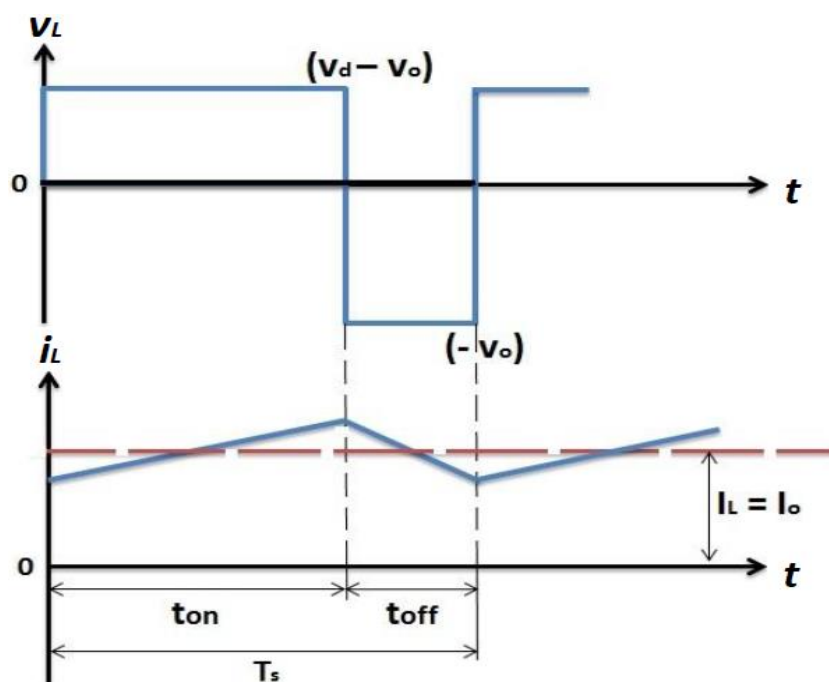


Figura 4.2 - Step-Down, formas de onda na bobina em condução contínua [31]

Estado “On”

Com o interruptor de potência no estado *on*, o díodo encontra-se inversamente polarizado (não conduz), a corrente que atravessa a bobina aumenta, como se pode verificar na figura 4.2, e, enquanto isso, o condensador carrega e descarrega, estabelecendo a tensão que alimenta a carga.

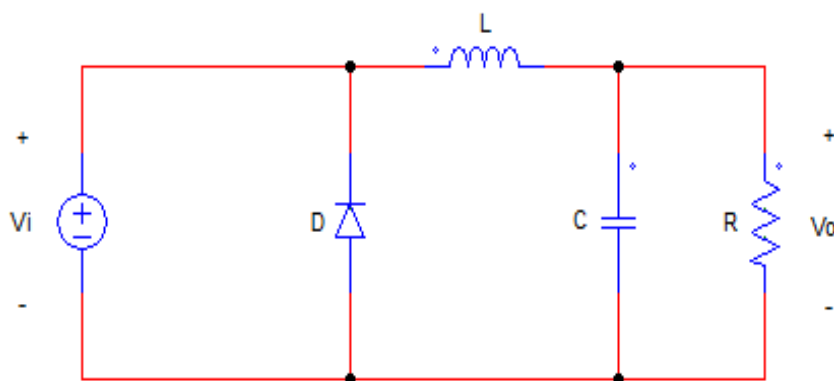


Figura 4.3 - Step-Down, esquema elétrico no estado *On*

Durante o tempo t_{on} a bobina armazena energia (corrente que percorre a bobina aumenta),

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i - v_o}{L}, \quad (4.1)$$

A carga e descarga do condensador pode ser descrita por,

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L - \left(\frac{v_o}{R}\right)}{C}, \quad (4.2)$$

Estado “Off”

Com o interruptor de potência no estado *off*, o díodo encontra-se em condução.

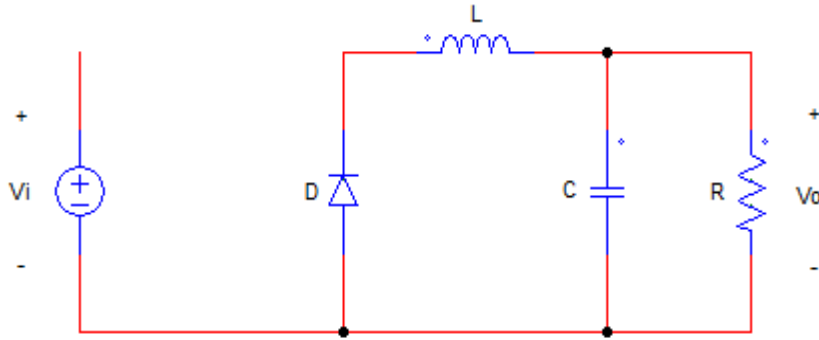


Figura 4.4 - *Step-Down*, esquema elétrico no estado *Off*

Neste estado, a bobina fornece energia para a malha *RC* de saída e, assim, a energia armazenada na bobina diminui.

$$\frac{di_L}{dt} = -\left(\frac{v_o}{L}\right), \quad (4.3)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L - \left(\frac{v_o}{R}\right)}{C}, \quad (4.4)$$

Período T_s

O interruptor de potência comuta a uma determinada frequência (f_s) e o período de tempo (T_s) correspondente é $T_s = \frac{1}{f_s}$.

No entanto, numa comutação existem dois estados, designados *on* (interruptor ligado) e *off* (interruptor desligado). Para cada estado, existe um período de tempo associado, sendo respetivamente t_{on} e t_{off} . Assim, $T_s = t_{on} + t_{off}$.

O *duty-cycle* (D) define a quantidade de tempo que o interruptor de potência fica no estado *on*, $D = \frac{t_{on}}{T_s}$.

Neste modo de operação e para uma determinada tensão de entrada (V_i), a tensão de saída (V_o) varia linearmente com o *duty-cycle* do interruptor de potência,

$$V_o = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot V_i = D \cdot V_i, \quad (4.5)$$

O tempo t_{off} pode ser expresso como $t_{off} = T_s - t_{on}$. Assim, pode-se descrever o funcionamento do circuito como,

$$(V_i - V_o) \cdot t_{on} = V_o \cdot (T_s - t_{on}), \quad (4.6)$$

Negligenciando as perdas de potência associadas aos elementos do circuito, a potência de saída (P_o) iguala a potência de entrada (P_i), $P_i = P_o$, logo $V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o$ e a relação com o *duty-cycle* fica,

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{V_i}{V_o} = \frac{1}{D}, \quad (4.7)$$

Limiar entre Condução Contínua e Descontínua

Por definição, se o circuito funciona no limiar entre a condução contínua e descontínua, a corrente na bobina (i_L) fica com valor zero no fim do tempo t_{off} . Retendo que o período de comutação $T_s = t_{on} + t_{off}$, a figura 4.5 representa o comportamento da corrente na bobina neste modo de operação.

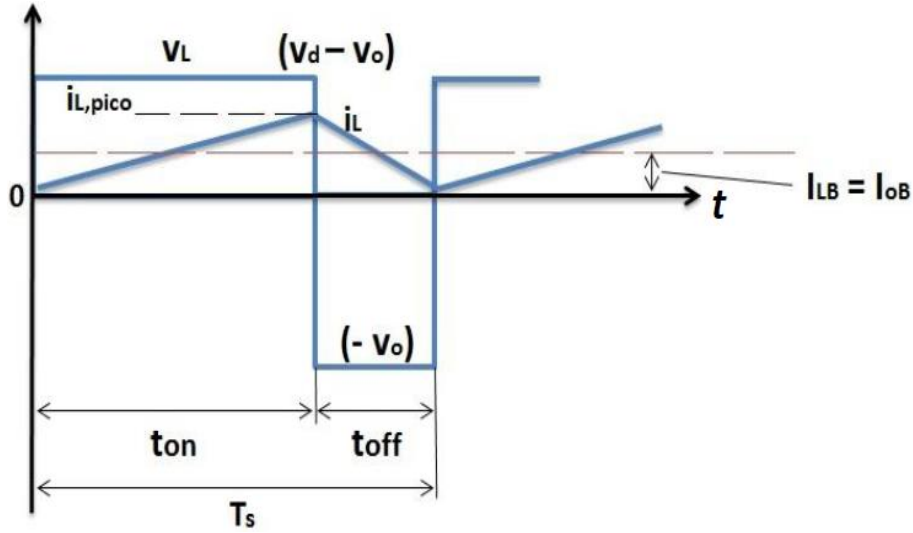


Figura 4.5 - Step-Down, formas de onda na bobina no limiar entre condução contínua e descontínua [31]

Neste caso, a corrente média na bobina, na fronteira (I_{LB}) pode ser descrita por,

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \cdot i_{L,pico} = \frac{t_{on}}{2 \cdot L} \cdot (V_i - V_o) = \frac{D \cdot T_s}{2 \cdot L} \cdot (V_i - V_o) = I_{oB}, \quad (4.8)$$

Onde I_{LB} é a corrente média na bobina no limiar entre condução contínua e descontínua e I_{oB} é a corrente média de saída no limiar entre condução contínua e descontínua.

Reescrevendo a equação 4.8 obtém-se,

$$I_{LB} = \frac{T_s \cdot V_i}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D), \quad (4.9)$$

A corrente média na bobina (I_{LB}) tem o mesmo valor que a corrente média de saída (I_{oB}). A corrente de saída no modo de condução contínua é máxima para $D = 0.5$, logo e consultando a figura 4.6 que ilustra o traçado de I_{LB} , tem-se que,

$$I_{LB,max} = \frac{T_s \cdot V_i}{8 \cdot L}, \quad (4.10)$$

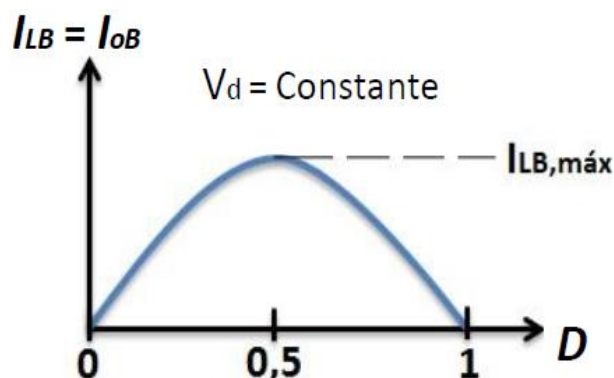


Figura 4.6 - Step-Down, relação da corrente na bobina e de saída com o *duty-cycle* [31]

Se a corrente média de saída (e, consequentemente, a corrente média na bobina) decresce para um valor inferior a I_{LB} , a corrente na bobina (i_L) tornar-se-á descontínua.

Condução Descontínua

No modo de condução descontínua, a corrente na bobina fica com valor zero antes do fim do período de comutação, ou seja, a corrente na bobina torna-se descontínua.

O conversor *Step-Down* pode operar com tensão de entrada (V_i) constante ou com tensão de saída (V_o) constante.

Condução descontínua com V_i constante

A figura 4.7 representa as características do conversor com V_i constante.

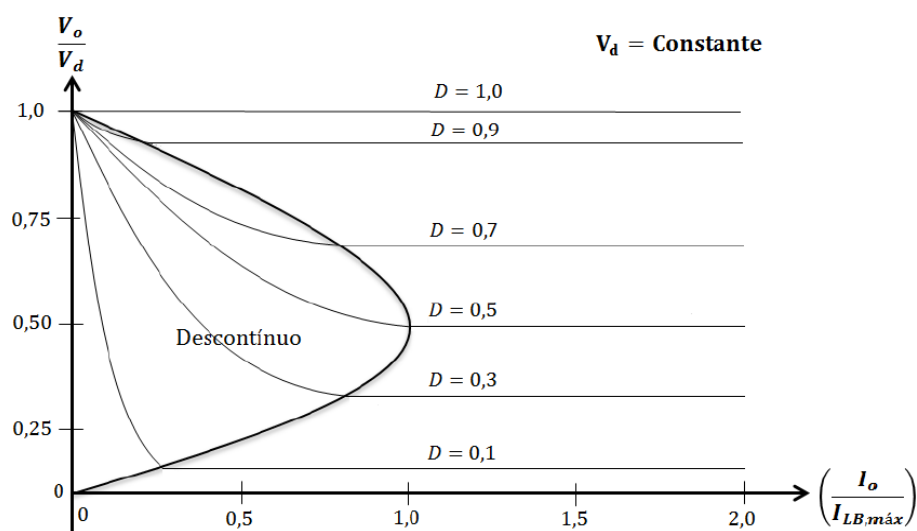


Figura 4.7 - Step-Down, condução descontínua com V_i constante [31]

Em aplicações como o controlo de velocidade de motores DC, a tensão V_i permanece praticamente constante e, a tensão V_o é controlada ajustando o *duty-cycle*, $V_o = D \cdot V_i$.

Ao manter os parâmetros do circuito constantes, se a potência de saída de carga diminuir (resistência da carga aumentar), implica que a corrente média na bobina vai diminuir também. Assim, a tensão V_o aumenta e a corrente na bobina torna-se descontínua.

Durante o intervalo de tempo em que a corrente na bobina tem o valor zero, a potência transferida para a carga é fornecida somente pelo condensador. A tensão na bobina durante este tempo é zero. Assim,

$$(V_i - V_o) \cdot D \cdot T_s + (-V_o) \cdot \Delta 1 \cdot T_s = 0, \quad (4.11)$$

Logo,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + \Delta 1}, \quad (4.12)$$

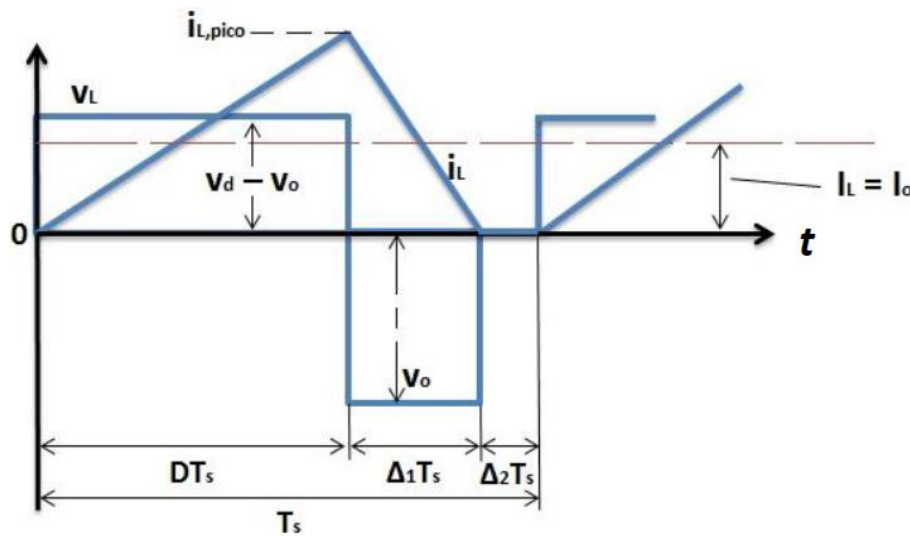


Figura 4.8 - Step-Down, formas de onda na bobina em condução descontínua [31]

A partir da figura 4.8,

$$i_{L,pico} = \frac{V_o}{L} \cdot \Delta 1 \cdot T_s, \quad (4.13)$$

Portanto,

$$I_o = i_{L,pico} \cdot \frac{D + \Delta 1}{2}, \quad (4.14)$$

Substituindo $I_{LB,\max}$ em I_{LB} obtém-se,

$$I_{LB} = 4 \cdot I_{LB,\max} \cdot D \cdot (1 - D), \quad (4.15)$$

Assim, no modo de condução descontínua com V_i constante e, manipulando a equação 4.15, obtém-se uma relação entre a tensão de entrada e de saída,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \cdot \frac{I_o}{I_{LB,\max}}}, \quad (4.16)$$

Condução descontínua com V_o constante

Em aplicações como fontes de alimentação DC reguladas, a tensão de entrada pode oscilar um pouco, no entanto a tensão de saída é mantida constante através do ajuste do *duty-cycle*, $V_i = \frac{V_o}{D}$.

A corrente média na bobina no limiar da condução contínua pode ser descrita pela equação 4.9, analisando a equação 4.9 e, para V_o constante, constata-se que o valor máximo de I_{LB} ocorre com $D=0$. No entanto, esta consideração é apenas hipotética, pois para o circuito funcionar, o *duty-cycle* tem obrigatoriamente que ser superior a zero.

No modo descontínuo com V_o constante, é útil obter o *duty-cycle* como função de $\frac{I_o}{I_{LB,\max}}$. Assim,

$$I_{LB} = (1 - D) \cdot I_{LB,\max}, \quad (4.17)$$

E,

$$D = \frac{V_o}{V_i} \cdot \left(\frac{\frac{I_o}{I_{LB,\max}}}{1 - \frac{V_o}{V_i}} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (4.18)$$

A figura 4.9 mostra o *duty-cycle* como função de $\frac{I_o}{I_{LB,max}}$ para vários valores de $\frac{V_d}{V_o}$ e, com V_o constante.

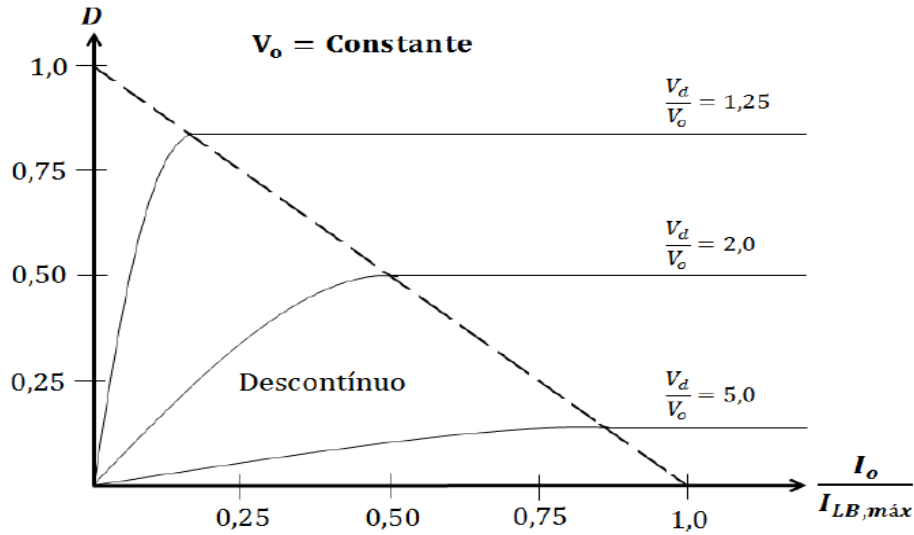


Figura 4.9 - Step-Down, condição descontínua com V_o constante [31]

Ripple na Tensão de Saída

Assumir que o condensador tem uma capacidade muito elevada permite considerar que $v_o(t) = V_o$. No entanto, o *ripple* na tensão de saída existe e pode ser calculado. Assumindo que todos os componentes do *ripple* em i_L fluem através do condensador, e que consequentemente o seu valor médio flui para a carga, o *ripple* pico a pico de tensão, ΔV_o , pode ser descrito através da equação 4.19,

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2}, \quad (4.19)$$

A área a sombreado na figura 4.10 representa a carga adicional ΔQ .

No modo de condução contínua e durante o tempo t_{off} , a variação da corrente na bobina é descrita por,

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s, \quad (4.20)$$

Manipulando as equações 4.19 e 4.20, obtém-se ΔV_o em função da tensão de saída,

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8 \cdot C} \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s^2, \quad (4.21)$$

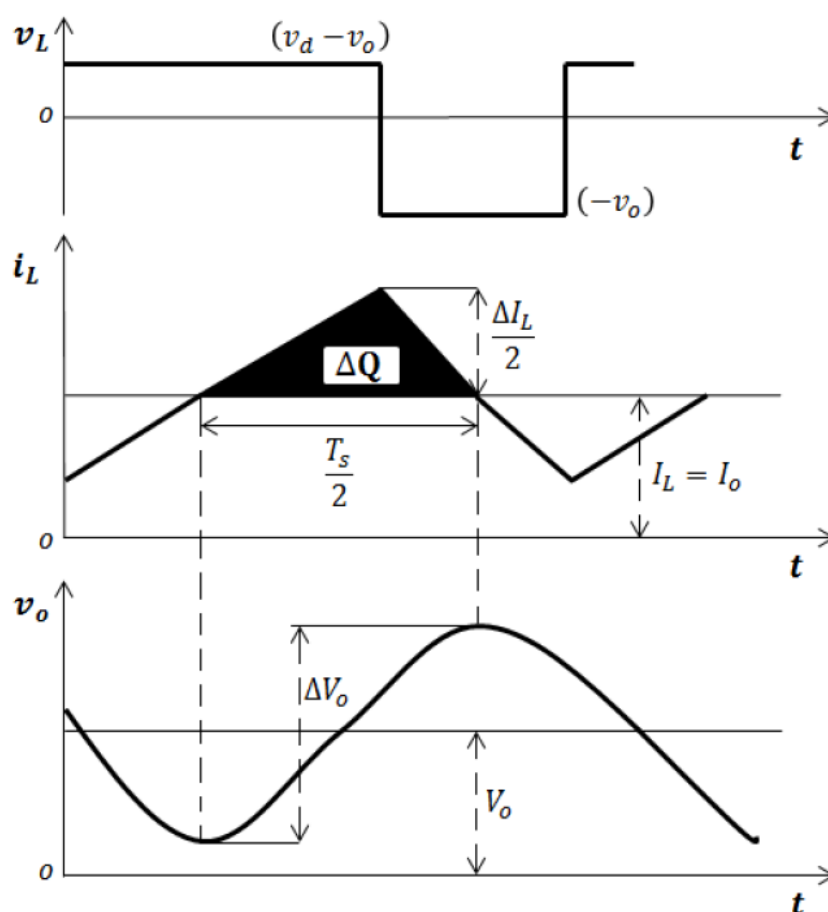


Figura 4.10 - Step-Down, ripple na tensão de saída [31]

4.1.2 - Conversor Step-Up (Boost)

Este conversor gera à sua saída uma tensão DC igual ou superior à tensão de entrada. Na figura 4.11 pode ser visto o esquema elétrico deste tipo de conversor.

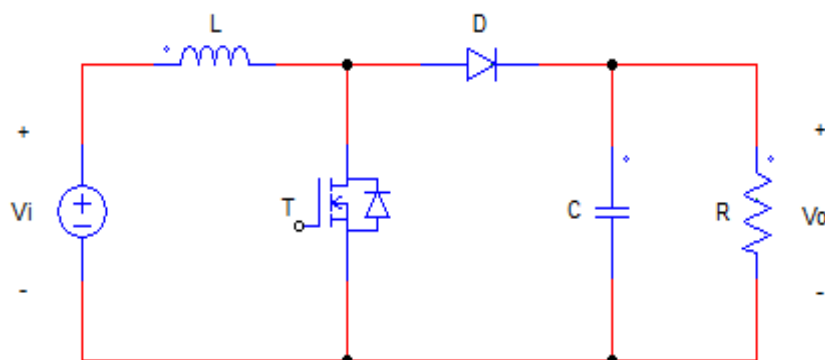


Figura 4.11 - Step-Up, esquema elétrico

O conversor é composto por quatro componentes básicos, sendo eles o interruptor de potência T , o diodo D , a bobina L e o condensador C .

O mecanismo de controlo do circuito *Step-Up* consiste em comandar o interruptor de potência, ou seja, fazê-lo comutar entre os estados *on* (ligado/fechado) e *off* (desligado/aberto).

O princípio chave que faz o conversor funcionar passa pelo facto de a bobina opor-se a variações de corrente. A bobina, quando está a carregar, atua como uma carga e absorve energia. Por outro lado, quando está a descarregar, funciona como uma fonte de energia. A tensão originada durante a fase de descarga está relacionada com a taxa de variação da corrente, e não com a tensão de carga original, deste modo, permite que as tensões de entrada e de saída sejam distintas.

Considerações de análise

A análise de seguida apresentada baseia-se num circuito ideal, a operar em regime permanente e com respostas periódicas. Assume-se que, a tensão da fonte de alimentação V_i e a tensão média de saída V_o permanecem constantes.

No estado *on*, a queda de tensão aos terminais do interruptor de potência é zero (sem perdas) e, o diodo não tem queda de tensão.

No estado *off*, a corrente que percorre o interruptor de potência tem valor zero e, o diodo encontra-se inversamente polarizado, sendo percorrido por uma corrente de valor nulo.

As comutações são consideradas instantâneas.

A bobina é considerada sem perdas. No modo de condução contínua a corrente na bobina é contínua, periódica e com valor superior a zero.

Assume-se que, o interruptor comuta a uma frequência fixa e com período correspondente, designado T_s . Com um *duty-cycle* (D) o interruptor fica *on* por um período de tempo igual a $D \cdot T_s$ e, mantém-se *off* por um período de tempo igual a $(1 - D) \cdot T_s$.

O condensador é considerado sem perdas. A constante de tempo (RC) é muito maior que o período, ou seja, considera-se que o condensador tem uma capacidade suficientemente elevada. Desta forma, a variação na tensão do condensador aquando da comutação do interruptor entre os estados *on* e *off* pode ser desprezada. Assim, possibilita o cálculo da variação da corrente na bobina e, da tensão média de saída.

Condução Contínua

Em regime permanente, quando o conversor *Step-Up* opera no modo contínuo, a corrente que percorre a bobina flui continuamente ($i_L(t) > 0$). Ao longo de um ciclo e, acompanhando

os ciclos de carga e descarga da bobina, a corrente na bobina varia respetivamente entre um valor máximo e mínimo. A figura 4.12 ilustra o comportamento da corrente na bobina para o modo contínuo.

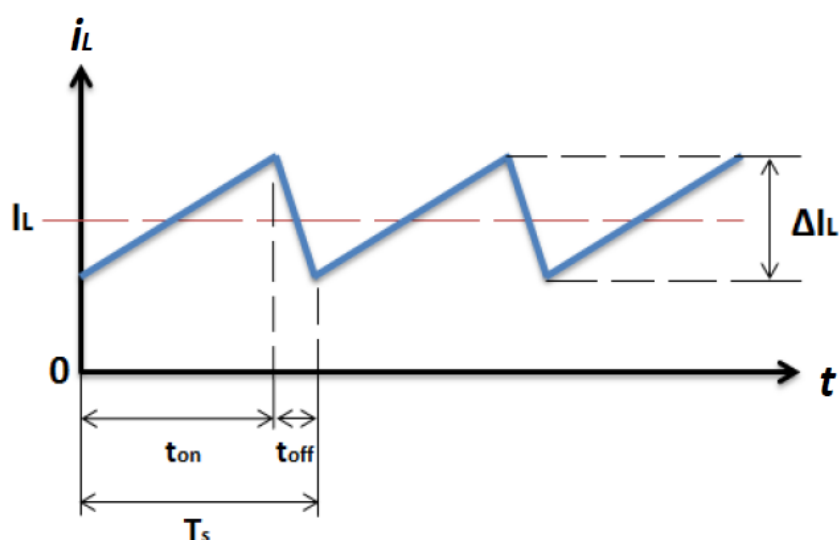


Figura 4.12 - *Step-Up*, corrente na bobina em condução contínua [31]

Estado “On”

Com o interruptor de potência no estado *on*, o díodo encontra-se inversamente polarizado (não conduz), a corrente que atravessa a bobina aumenta, como se pode verificar na figura 4.12, e, enquanto isso, o condensador mantém a tensão de saída (alimenta a carga).

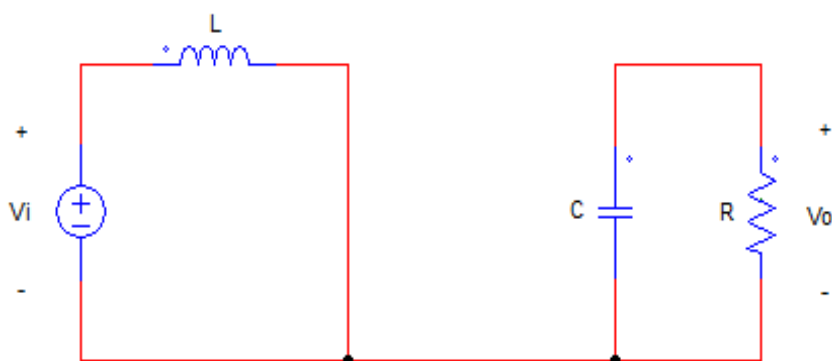


Figura 4.13 - *Step-Up*, esquema elétrico no estado *On*

A tensão de saída V_o é controlada através do tempo t_{on} em que o interruptor de potência se encontra a conduzir.

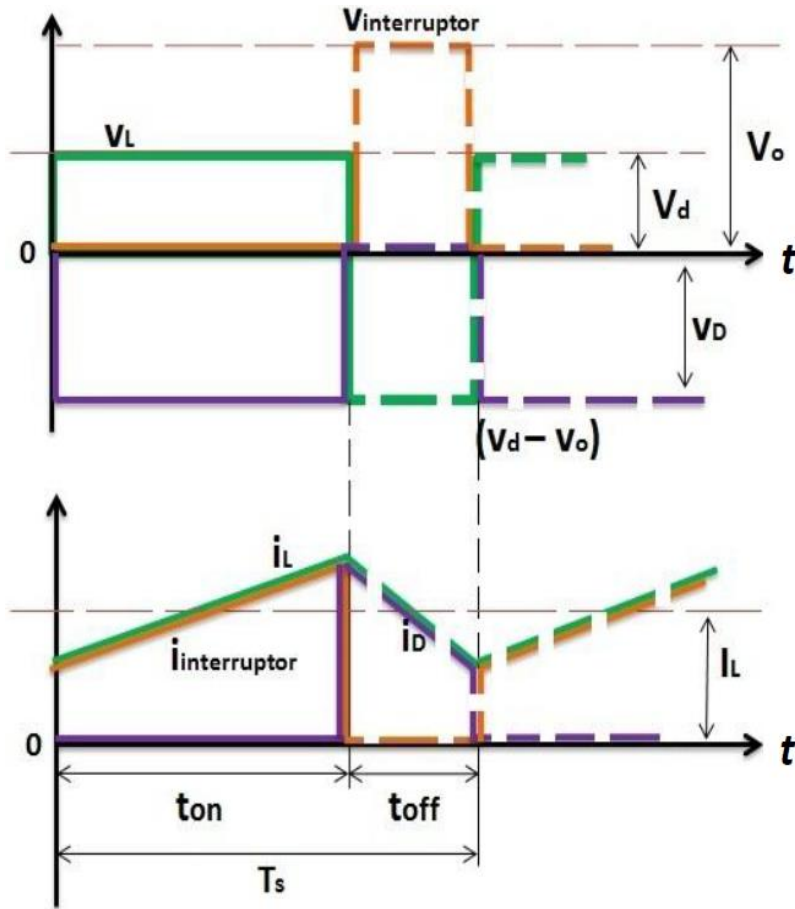


Figura 4.14 - Step-Up, formas de onda em condução contínua [31]

Num ciclo de comutação, o interruptor permanece ligado por um intervalo de tempo t_{on} . Assim, $t_{on} = D \cdot T_s$.

A taxa de crescimento da corrente na bobina depende do valor de tensão fornecido pela fonte de alimentação e do valor de indutância, L . A equação diferencial que descreve esta condição é,

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = v_d(t), \quad (4.22)$$

Em regime permanente, a corrente na bobina tem um valor superior a zero. Durante o tempo t_{on} a corrente na bobina acresce do valor $\frac{\Delta I_L}{2}$.

O valor máximo de I_L pode ser expresso em termos de valor médio e varia de acordo com a equação 4.23,

$$I_{L,max} = I_L + \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right), \quad (4.23)$$

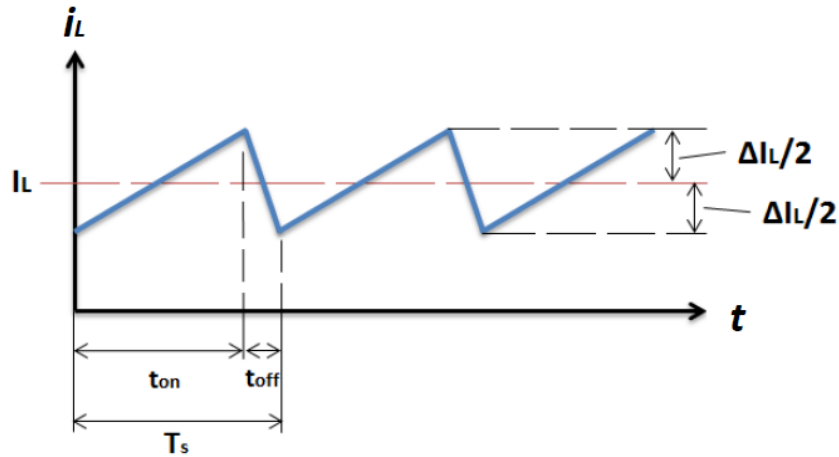


Figura 4.15 - Step-Up, ripple na corrente da bobina em condução contínua e estado On [31]

Se a tensão da fonte de alimentação se mantém constante, a corrente na bobina aumenta a uma taxa fixa e positiva, desde que a bobina não sature. Assim, tem-se a equação 4.24,

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_i}{L}, \quad (4.24)$$

Com o interruptor no estado *on*, a tensão da fonte de alimentação aparece aos terminais da bobina, provocando uma corrente na bobina durante o intervalo de tempo *on*. O aumento da corrente na bobina pode ser obtido através da equação 4.24, assim,

$$\Delta I_L = \frac{V_i}{L} \cdot D \cdot T_s, \quad (4.25)$$

A tensão na bobina tem um comportamento descrito pela equação 4.26,

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}, \quad (4.26)$$

E, neste caso (durante o tempo t_{on}), $V_L = V_i$.

Estado “Off”

No estado *off*, o interruptor de potência encontra-se *off* e, neste estado, o estágio de saída recebe energia proveniente da bobina e da fonte de alimentação. Como a bobina

transfere a energia para a malha RC , a corrente que percorre a bobina flui através do díodo, do condensador e da carga. Enquanto a bobina descarrega a sua energia, a polaridade da tensão aos terminais da bobina é tal que, o terminal conectado ao díodo fica positivo em relação ao terminal conectado à fonte. Por isto, a tensão no condensador tem um valor superior à tensão de alimentação.

Enquanto a constante de tempo (RC) for muito maior que t_{on} do interruptor, pode assumir-se que a tensão de saída se mantém constante, ou seja, $v_o(t) \approx V_o$.

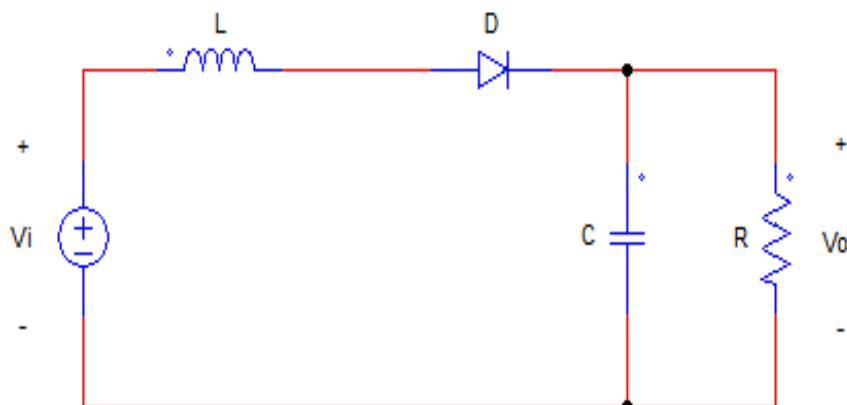


Figura 4.16 - Step-Up, esquema elétrico no estado Off

O estado *off* é executado durante um intervalo de tempo designado t_{off} ($t_{off} = (1 - D) \cdot T_s = T_s - D \cdot T_s = T_s - t_{on}$).

Quando desligado, o interruptor apresenta uma impedância aos seus terminais bastante elevada, assim, a corrente deixa de atravessar o interruptor e começa a fluir através do díodo com destino à carga. Neste caso, a tensão aos terminais da bobina é,

$$V_L = V_i - V_o, \quad (4.27)$$

Dado que a tensão de saída do circuito é superior à tensão de entrada, a tensão aos terminais da bobina é negativa e, a taxa de crescimento da corrente que a percorre também, como descreve a equação 4.28,

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L}, \quad (4.28)$$

Com o interruptor de potência no estado *off* por um intervalo de tempo igual a $(1 - D) \cdot T_s$, a mudança na corrente da bobina pode ser calculada segundo a equação 4.29,

$$\Delta I_L = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s, \quad (4.29)$$

A equação 4.29 mostra que a variação da corrente na bobina tem um valor negativo, visto que $V_o > V_i$.

Período T_s

A figura 4.14 mostra o comportamento do circuito no modo de condução contínua. Como referido anteriormente, se se considerar que o conversor opera em regime permanente, a quantidade de energia armazenada em cada um dos seus componentes tem que ser igual entre o início e o fim de um ciclo de comutação.

No fim de um período de tempo, o valor médio de V_L é nulo,

$$V_i \cdot t_{on} + (V_i - V_o) \cdot t_{off} = 0, \quad (4.30)$$

Como a variação da corrente na bobina ao fim de um ciclo é zero, pois a resposta de $i_L(t)$ é periódica, a soma das variações da corrente na bobina deve ser zero,

$$\frac{V_i}{L} \cdot D \cdot T_s + \frac{V_i - V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T_s = 0, \quad (4.31)$$

Sabendo que, $T_s = t_{on} + t_{off}$ e modulando a equação 4.30, obtém-se a tensão de saída em função da tensão de entrada e do *duty-cycle*,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D}, \quad (4.32)$$

O valor do *duty-cycle* varia entre $0 < D < 1$. A tensão de saída tem o seu valor mais baixo para $D = 0$ e, nessa condição, a tensão de saída iguala (em valor) a tensão de entrada. Quando D se aproxima da unidade ($D = 1$), a tensão de saída aumenta. Por questões práticas de implementação D varia entre $0.1 < D < 0.9$.

Supondo um circuito sem perdas, $P_i = P_o \Rightarrow V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o$, e sabendo que $I_d = I_L$, a relação entre a corrente de entrada e a corrente de saída é determinada por,

$$\frac{I_o}{I_i} = 1 - D, \quad (4.33)$$

Corrente média na bobina

Neste ponto, o *ripple* da tensão de saída é ignorado (como referido em Considerações da análise), assim, assume-se que a tensão de saída mantém-se constante em torno do seu valor médio. Logo, a potência P_o convertida na carga é,

$$P_o = \frac{V_o^2}{R}, \quad (4.34)$$

Como constatado, a corrente flui da fonte de alimentação para a bobina. Assim, e como consequência, o valor médio da corrente da bobina é também o valor médio da corrente da fonte de alimentação.

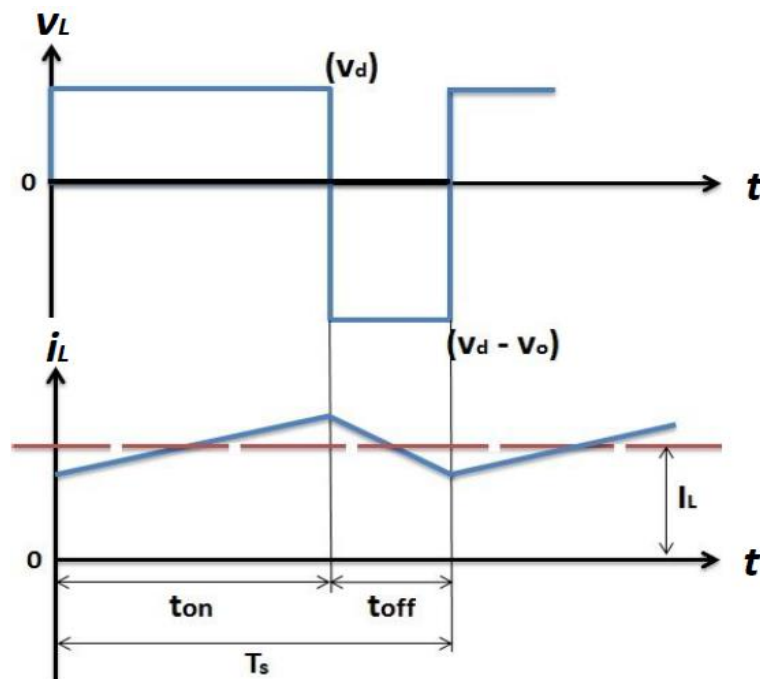


Figura 4.17 - *Step-Up*, formas de onda na bobina em condução contínua [31]

Se a corrente média da bobina for I_L e a potência fornecida pela fonte de alimentação P_i , tem-se,

$$P_i = V_i \cdot I_L, \quad (4.35)$$

Igualando as equações 4.34 e 4.35, obtém-se a corrente média na bobina,

$$I_L = \frac{V_o^2}{V_i \cdot R}, \quad (4.36)$$

Como a corrente na carga é,

$$I_o = \frac{V_o}{R}, \quad (4.37)$$

A equação 4.36 pode ser reescrita como,

$$I_L = \frac{I_o}{1-D}, \quad (4.38)$$

Como $0 < D < 1$, pode constatar-se que $I_L > I_o$.

Limiar entre Condução Contínua e Descontínua

A figura 4.18 mostra as formas de onda no limite da condução contínua. Por definição, neste modo, a corrente na bobina i_L fica com valor zero no final do intervalo de tempo.

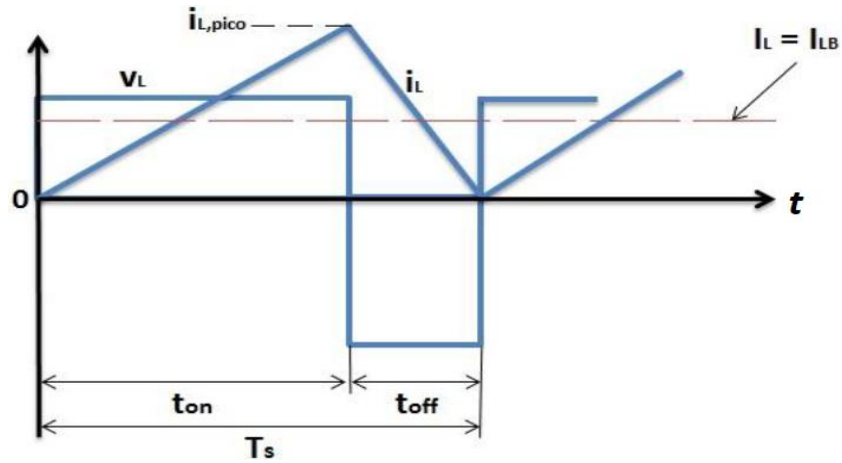


Figura 4.18 - Step-Up, formas de onda na bobina no limiar entre condução contínua e descontínua [31]

No limite o valor médio da corrente na bobina é,

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \cdot i_{L,pico} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i}{L} \cdot t_{on} = \frac{T_s - V_o}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1-D), \quad (4.39)$$

Num conversor *Step-Up*, a corrente na bobina e a corrente de entrada são a mesma ($i_i = i_L$), usando a equação 4.33 e 4.39, constata-se que a corrente média de saída no limiar da condução contínua é,

$$I_{oB} = \frac{T_s \cdot V_o}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D)^2, \quad (4.40)$$

A maioria das aplicações requer que o conversor *Step-Up* mantenha V_o constante. Com V_o constante, I_{oB} está representado na figura 4.19 como uma função do *duty-cycle*. Manter V_o constante e variar o *duty-cycle* implica que a tensão de entrada varie.

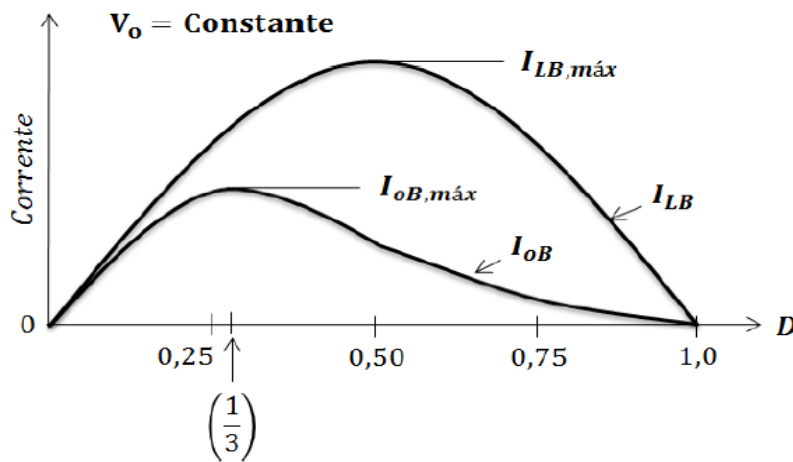


Figura 4.19 - *Step-Up*, I_{LB} e I_{oB} como função do *duty-cycle* no limiar da condução contínua [31]

A figura 4.19 mostra que I_{LB} atinge o valor máximo para $D = 0.5$,

$$I_{LB,\max} = \frac{T_s \cdot V_o}{8 \cdot L}, \quad (4.41)$$

Além disso, I_{oB} atinge o máximo para $D = \frac{1}{3}$ como descrito na equação 4.42,

$$I_{oB,\max} = \frac{2}{27} \cdot \frac{T_s \cdot V_o}{L}, \quad (4.42)$$

Tendo em conta os seus valores máximos, I_{LB} e I_{oB} podem ser expressas como,

$$I_{LB} = 4 \cdot D \cdot (1 - D) \cdot I_{LB,\max}, \quad (4.43)$$

E,

$$I_{oB} = \frac{27}{4} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot I_{oB, \max} , \quad (4.44)$$

A figura 4.19 mostra que, para um dado D com V_o constante, se a corrente média da carga cair abaixo de I_{oB} e, conseqüentemente, a corrente média da bobina descer abaixo de I_{LB} , a condução de corrente será descontínua.

Condução Descontínua

Existem casos em que a quantidade de energia requerida pela carga é transferida num tempo inferior ao ciclo de comutação (modo de condução descontínua).

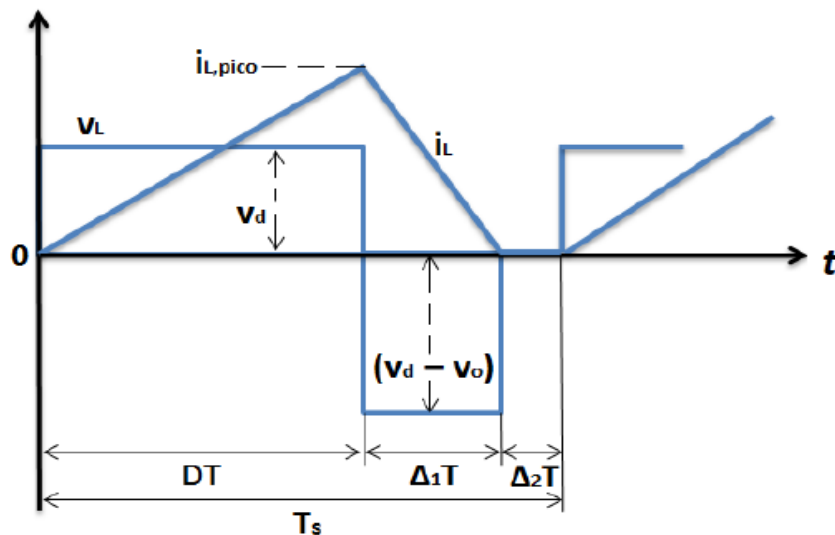


Figura 4.20 - Step-Up, formas de onda na bobina em condução descontínua [31]

O comportamento do circuito tende a tornar-se descontínuo se a frequência de comutação (f_s) diminui ou, o duty-cycle diminui ou, a resistência da carga aumenta, ou por fim, se a indutância da bobina for de valor baixo para o circuito em causa.

Quando a condução é descontínua, a tensão aos terminais da bobina é zero durante uma boa parte do ciclo, visto que não existe corrente a atravessar a bobina (a bobina fica completamente descarregada antes do fim de um ciclo de comutação).

A condução descontínua da corrente ocorre devido à diminuição de $P_o (= P_i)$ e, conseqüentemente, uma menor corrente $I_L (= I_i)$, para V_i constante.

Observando a figura 4.20, tem-se,

$$t_{on} = D \cdot T_s, \quad (4.45)$$

$$t_{off} = \Delta 1 \cdot T_s, \quad (4.46)$$

$$T_s - t_{on} - t_{off} = \Delta 2 \cdot T_s, \quad (4.47)$$

Como $i_{L,pico}$ é o mesmo do que no limiar da condução contínua, um menor valor de I_L (e, portanto, uma corrente I_L descontínua) só é possível se V_o aumentar. Assim, a tensão na bobina ao longo de um período de tempo representa-se por,

$$V_i \cdot D \cdot T_s + (V_i - V_o) \cdot \Delta 1 \cdot T_s = 0, \quad (4.48)$$

Logo,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta 1 + D}{\Delta 1}, \quad (4.49)$$

Retendo que $P_i = P_o \Rightarrow V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o$,

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\Delta 1}{\Delta 1 + D}, \quad (4.50)$$

Com o auxílio da figura 4.20, pode concluir-se que a corrente média de entrada tem o mesmo valor que a corrente da bobina ($I_i = I_L$). Assim, o seu valor é dado por,

$$I_i = \frac{V_i}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s \cdot (D + \Delta 1), \quad (4.51)$$

A partir das equações 4.50 e 4.51, obtém-se a expressão para a corrente de saída,

$$I_o = \left(\frac{T_s \cdot V_i}{2 \cdot L} \right) \cdot D \cdot \Delta 1, \quad (4.52)$$

Na prática, uma vez que V_o é mantido constante e que o *duty-cycle* varia em resposta à variação de V_i , é útil obter D como uma função da corrente de carga para os vários valores de $\frac{V_o}{V_i}$,

$$D = \left[\frac{4}{27} \cdot \frac{V_o}{V_i} \cdot \left(\frac{V_o}{V_i} - 1 \right) \cdot \frac{I_o}{I_{LB, \max}} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (4.53)$$

Na figura 4.21, D é traçado em função de $\frac{I_o}{I_{LB, \max}}$ para vários valores de $\frac{V_i}{V_o}$. A fronteira entre condução contínua e descontínua é exposta pela curva tracejada.

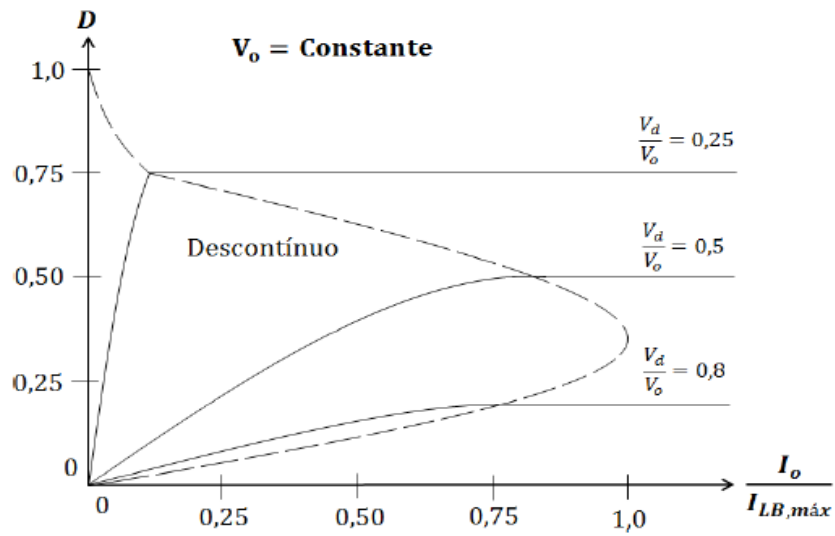


Figura 4.21 - Step-Up, condução Descontínua com V_o constante [31]

Na condução descontínua, se V_o não for controlado, em cada período de comutação é transferida para a saída uma energia expressa por,

$$\frac{L}{2} \cdot i_{L, \text{pico}}^2 = \frac{(V_i \cdot D \cdot T_s)^2}{2 \cdot L}, \quad (4.54)$$

Se a carga não é capaz de absorver toda essa energia, a tensão V_o vai aumentar até se estabelecer um equilíbrio energético. Por outro lado, se a carga diminuir muito, o aumento de V_o pode causar problemas no condensador de saída.

Cálculo da Indutância Crítica

Para que o conversor Step-Up funcione no modo de condução contínua, é necessário que o cálculo da indutância da bobina cumpra certos requisitos. Assim, para garantir que o

circuito funcione no modo de condução contínua, é necessário calcular o valor de indutância L que permite ao circuito fornecer a corrente mínima (carga mínima) sem que esta se torne descontínua.

Sabendo que a corrente $I_{oB,\min}$ (carga mínima) é a corrente de saída no limiar entre condução contínua e descontínua, então, o valor de indutância L_{\min} da bobina deve ser dimensionado por forma a garantir que a corrente $I_{oB,\min}$ não se torne descontínua, permitindo desta forma que o circuito funcione no modo de condução contínua.

Relembrando que,

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_o dt, \quad (4.55)$$

O valor de indutância L_{\min} , para o modo de condução contínua, pode então ser calculado através de,

$$L_{\min} \geq \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot I_{oB,\min}} \cdot D \cdot (1-D)^2 = \frac{V_i \cdot T_s}{2 \cdot I_{LB,\min}} \cdot D, \quad (4.56)$$

Ripple na Tensão de Saída

Para o condensador, a variação da sua tensão ao longo de um ciclo de comutação é zero (para resposta periódica). Num circuito bem concebido, o *ripple* da tensão de saída é bastante baixo.

Em regime permanente a variação da corrente $i_L(t)$ ao fim de um período de comutação é zero.

Com o interruptor no estado *on*, o circuito *Step-Up* fica dividido em duas malhas e, neste caso, a tensão de saída é sustentada pelo condensador (condensador descarrega parte da sua energia armazenada). Como consequência, a taxa de crescimento da tensão no condensador é negativa, ou seja, a tensão aos seus terminais diminui e a sua corrente tem um valor negativo.

Com o interruptor no estado *off*, parte da corrente da bobina carrega o condensador, visto que, a corrente que percorre a bobina tem naturalmente um valor superior à corrente que percorre a carga. Quando o condensador está a ser carregado à taxa de crescimento da sua tensão positiva, ou seja, a tensão aos seus terminais aumenta e a sua corrente tem um valor positivo.

A corrente no condensador é descrita pela equação 4.57,

$$i_c(t) = C \cdot \frac{dv_o(t)}{dt}, \quad (4.57)$$

Como a variação na tensão de saída é muito pequena, assume-se que a corrente de carga permanece constante em torno do seu valor médio, assim, a equação 4.57 pode ser expressa como,

$$i_c(t) \approx \frac{V_o}{R}, \quad (4.58)$$

Com corrente constante, a tensão no condensador varia linearmente com o tempo. O *ripple* pico a pico da tensão de saída pode ser calculado (para o modo de condução contínua) considerando as formas de onda da figura 4.22.

Supondo que todos os componentes do *ripple* na corrente que passa pelo diodo (i_D) fluem através do condensador e, que o seu valor médio flui através da resistência de carga, a área sombreada representa a carga (ΔQ). Assim, o *ripple* na tensão de saída (ΔV_o) é então determinado por,

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{C} = \frac{V_o}{R} \cdot \frac{D \cdot T_s}{C}, \quad (4.59)$$

Logo, manipulando a equação 4.59 obtém-se,

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D \cdot T_s}{R \cdot C}, \quad (4.60)$$

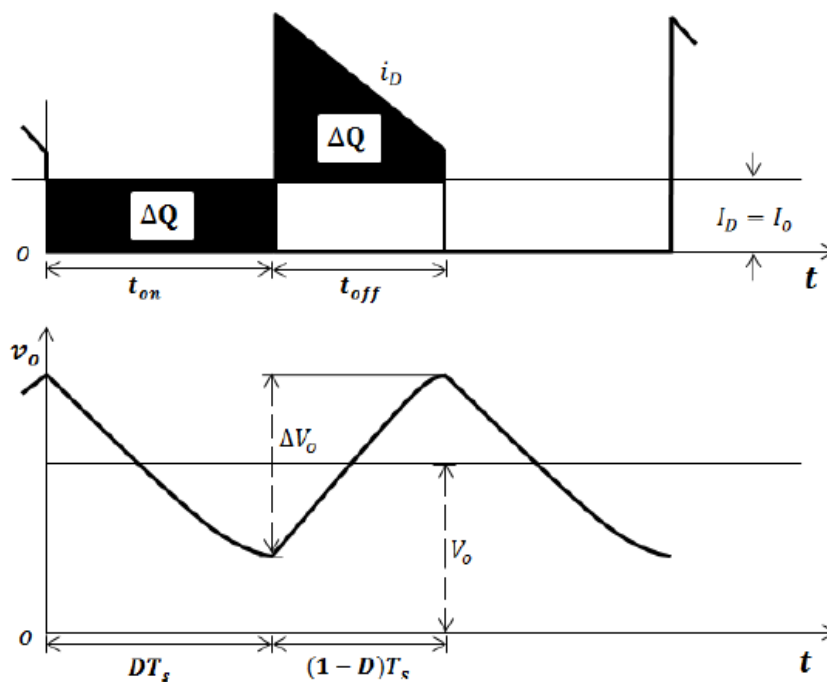


Figura 4.22 - Step-Up, ripple na tensão de saída [31]

Cálculo da Capacidade Crítica

Para calcular a capacidade do condensador é necessário considerar a forma de onda da corrente (figura 4.22) para o modo de condução contínua.

O condensador vai carregar durante a condução do diodo (durante t_{off} do interruptor de potência) e, posteriormente, quando o interruptor de potência conduz (durante t_{on}) o condensador fornece toda a corrente de saída I_o .

Para garantir que a variação da tensão esteja dentro dos limites pretendidos é necessário calcular a capacidade mínima do condensador. A capacidade do condensador tem que ser suficiente para garantir que durante o tempo t_{on} e para a corrente nominal (carga máxima), o condensador possa fornecer toda a corrente de saída I_o necessária.

Relembrando que a corrente no condensador comporta-se da seguinte forma, $i_c = C \cdot \frac{dv}{dt}$, o valor de capacidade mínima pode ser calculado através de,

$$C_{\min} \geq \frac{I_{o,\max} \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_o}, \quad (4.61)$$

Efeito dos Elementos Parasitas

Num conversor *Step-Up*, os elementos parasitas devem-se às perdas associadas com a bobina, o condensador, o interruptor de potência e o diodo. A figura 4.23 mostra

qualitativamente o efeito desses elementos parasitas sobre a taxa de transferência da tensão. Ao contrário da característica ideal, na prática $\frac{V_o}{V_i}$ declina ao mesmo tempo que o *duty-cycle* se aproxima da unidade. Na figura 4.23, a tracejado mostra-se que para frequências elevadas a razão de conversão da tensão afasta-se da ideal.

Estes elementos parasitários têm sido ignorados na análise aqui apresentada, no entanto, estes podem ser incorporados em programas de simulação computacional para projetar tais conversores.

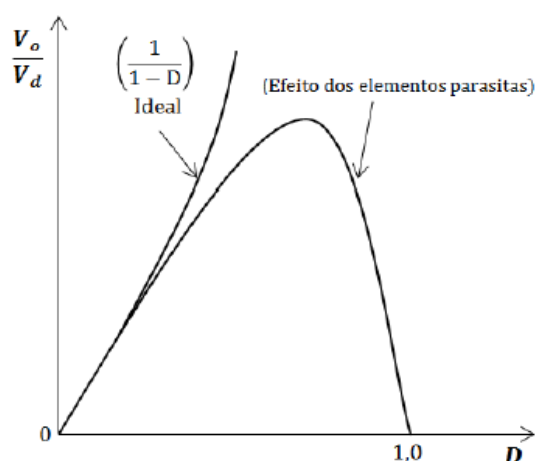


Figura 4.23 - Step-Up, efeito dos elementos parasitas [31]

4.1.3 - Conversor Step-Up/Step-Down (Buck-Boost)

Este conversor gera à sua saída uma tensão DC superior ou inferior à tensão de entrada, conforme seja pretendido. Também permite obter uma saída com polaridade negativa em relação à tensão de entrada. Na figura 4.24 é apresentado o esquema elétrico deste tipo de conversor.

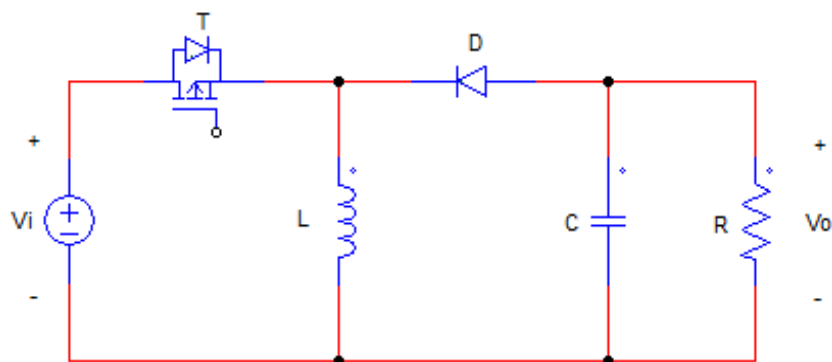


Figura 4.24 - Step-Up/Step-Down, esquema elétrico

Para a análise em regime permanente, considera-se um condensador com uma capacidade muito elevada. Como resultado a tensão de saída é considerada constante e, assim, $v_o(t) = V_o$.

Quando o interruptor de potência está ligado (*on*, figura 4.25). O díodo encontra-se inversamente polarizado e a bobina armazena energia fornecida pela entrada.

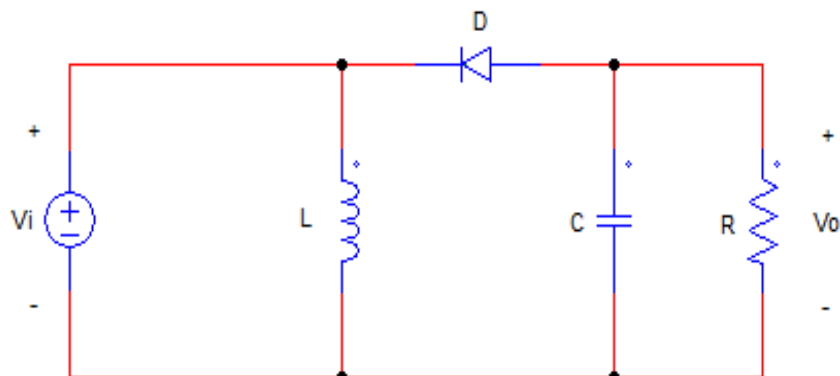


Figura 4.25 - Step-Up/Step-Down, esquema elétrico no estado *On*

Com o interruptor de potência desligado (*off*, figura 4.26), a energia armazenada na bobina é transferida para a saída. Neste intervalo de tempo, a bobina fornece energia para a saída e carrega o condensador.

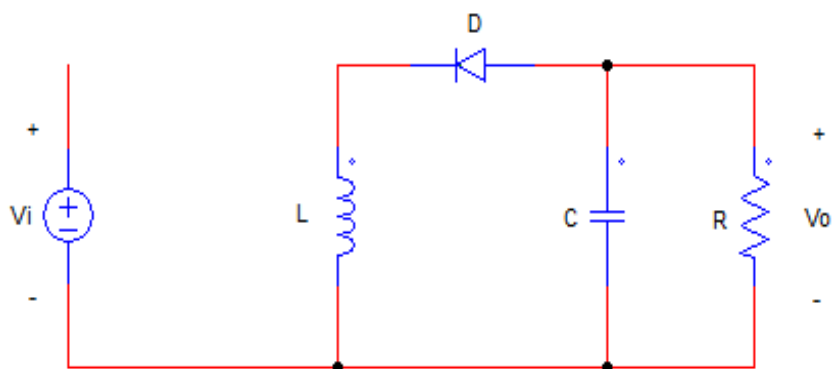


Figura 4.26 - Step-Up/Step-Down, esquema elétrico no estado *Off*

Condução Contínua

No modo de condução contínua, a corrente na bobina flui continuamente e tem valor superior a zero, como se constata através da figura 4.27.

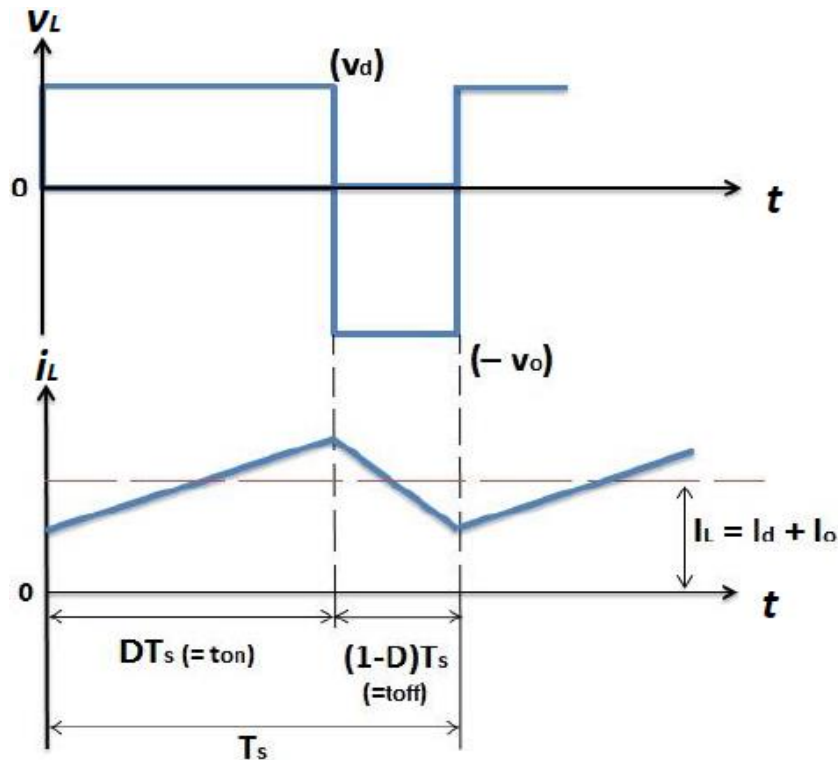


Figura 4.27 - Step-Up/Step-Down, formas de onda na bobina em condução contínua [31]

Analisando o comportamento do circuito ao longo de um período de tempo e, com operação em regime permanente obtém-se,

$$V_i \cdot D \cdot T_s + (-V_o) \cdot (1-D) \cdot T_s = 0, \quad (4.62)$$

Logo, a relação entre a tensão de entrada e saída pode ser expressa através da equação 4.63,

$$\frac{V_o}{V_i} = D \cdot \left(\frac{1}{1-D} \right), \quad (4.63)$$

Analisando a equação 4.63 verifica-se que, o facto da tensão de saída ser superior ou inferior à tensão de entrada depende apenas do valor do *duty-cycle*.

Assumindo que não existem perdas ($P_d = P_o$), as correntes de entrada e saída relacionam-se segundo a equação 4.64,

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1-D}{D}, \quad (4.64)$$

Limiar entre Condução Contínua e Descontínua

Por definição, quando o circuito opera no limiar entre condução contínua e descontínua, a corrente na bobina vai a zero no final do período de comutação.

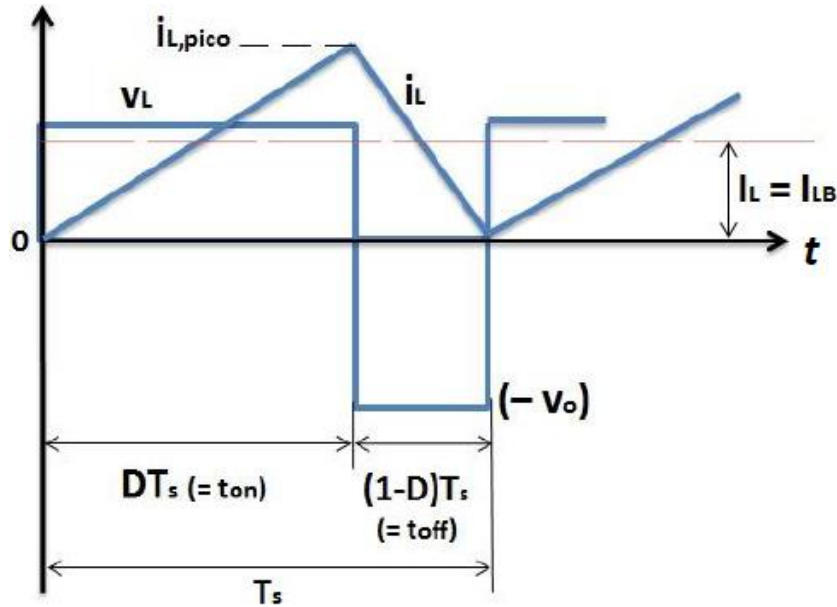


Figura 4.28 - *Step-Up/Step-Down*, formas de onda na bobina no limiar entre condução contínua e descontínua [31]

A corrente média na bobina pode ser expressa através da equação 4.65,

$$I_{LB} = \frac{1}{2} \cdot i_{L,pico} = \frac{T_s \cdot V_i}{2 \cdot L} \cdot D = \frac{T_s \cdot V_o}{2 \cdot L} \cdot (1-D), \quad (4.65)$$

A expressão para a corrente média de saída (em relação a V_o) é descrita por,

$$I_{oB} = \frac{T_s \cdot V_o}{2 \cdot L} \cdot (1-D)^2, \quad (4.66)$$

Grande parte das aplicações em que o conversor *Step-Up/Step-Down* é utilizado, exige que a tensão de saída seja mantida constante (variando o *duty-cycle*), enquanto V_i possa variar.

Analisando as equações 4.65 e 4.66, verifica-se que a corrente média na bobina e a corrente média de saída têm os seus valores máximos para $D = 0$. Assim, conclui-se que,

$$I_{LB,max} = \frac{T_s \cdot V_o}{2 \cdot L} = I_{oB,max}, \quad (4.67)$$

Mantendo V_o constante e, como função do *duty-cycle*, tem-se que,

$$I_{LB} = I_{LB,\max} \cdot (1 - D), \quad (4.68)$$

E,

$$I_{oB} = I_{oB,\max} \cdot (1 - D)^2, \quad (4.69)$$

A figura 4.29 mostra I_{LB} e I_{oB} em função do *duty-cycle*, com V_o constante.

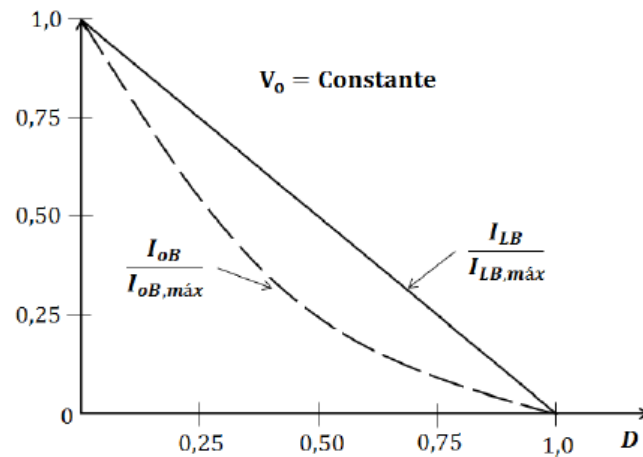


Figura 4.29 - Step-Up/Step-Down, I_{LB} e I_{oB} como função do *duty-cycle* no limiar da condução contínua [31]

Condução Descontínua

No modo de condução descontínua, a corrente na bobina fica com valor zero antes do fim do período de comutação (figura 4.30), ou seja, a corrente na bobina torna-se descontínua.

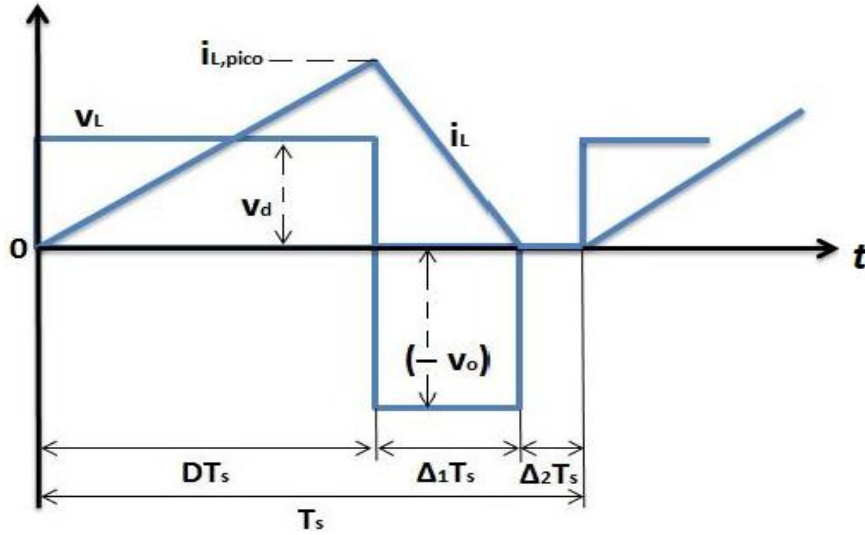


Figura 4.30 - Step-Up/Step-Down, formas de onda na bobina em condução descontínua [31]

Neste modo de operação, o comportamento do circuito pode ser expresso pela equação 4.70,

$$V_i \cdot D \cdot T_s + (-V_o) \cdot \Delta 1 \cdot T_s = 0, \quad (4.70)$$

Logo,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{\Delta 1}, \quad (4.71)$$

E assumindo um circuito sem perdas ($P_i = P_o$),

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\Delta 1}{D}, \quad (4.72)$$

A corrente na bobina pode ser expressa através da equação 4.73,

$$I_L = \frac{V_o}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s \cdot (D + \Delta 1), \quad (4.73)$$

Como a tensão de saída (V_o) é mantida constante, é bastante útil obter o *duty-cycle* como função da corrente de saída da carga (I_o). Assim,

$$D = \frac{V_o}{V_i} \cdot \left(\frac{I_o}{I_{oB,\max}} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (4.74)$$

A figura 4.31 mostra o traçado do *duty-cycle* como função de $\frac{I_o}{I_{oB, \max}}$ para vários valores de $\frac{V_i}{V_o}$. O limiar entre o modo de condução contínua e descontínua é exposto pela curva a tracejado.

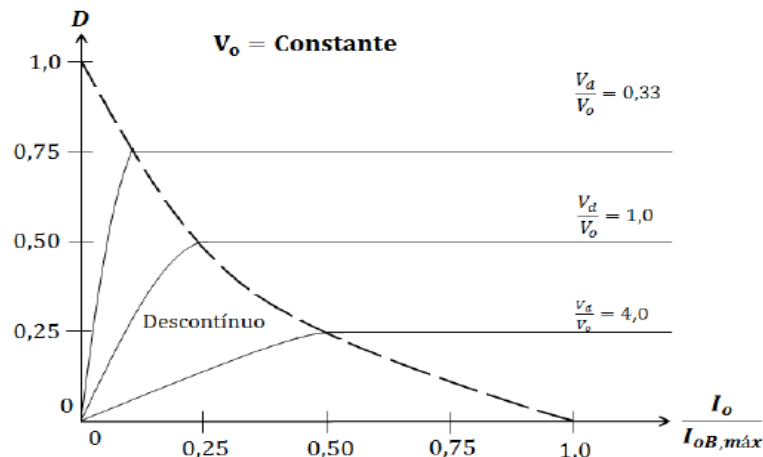


Figura 4.31 - Step-Up/Step-Down, condução descontínua com V_o constante [31]

Ripple na Tensão de Saída

O filtro de saída comporta-se como no *Step-Up*. A figura 4.22 mostra o *ripple* na tensão de saída no modo de condução contínua.

Assumindo que toda a componente do *ripple* da corrente flui através do condensador e, que o seu valor médio flui pela resistência da carga, então, a área a sombreado na figura 4.22 representa a carga ΔQ . O *ripple* pico a pico da tensão é calculado através da equação 4.75,

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{C} = \frac{V_o}{R} \cdot \frac{D \cdot T_s}{C}, \quad (4.75)$$

Efeito dos Elementos Parasitas

De uma forma análoga ao conversor *Step-Up*, os elementos parasitas têm um impacto significativo no rácio de conversão da tensão e na eficiência do conversor. A figura 4.32 mostra o efeito dos elementos parasitas.

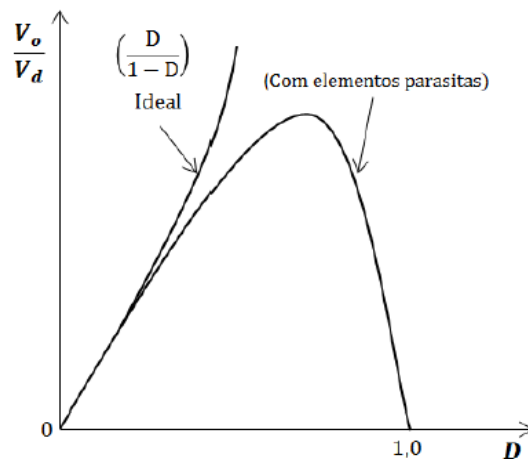


Figura 4.32 - Step-Up/Step-Down, efeito dos elementos parasitas [31]

4.1.4 - Conversor SEPIC

O conversor SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*) gera uma tensão de saída positiva regulada inferior ou superior à tensão de entrada, sendo que esta não é regulada.

A figura 4.33 mostra o esquema elétrico deste tipo de conversor, que consiste num condensador de entrada (C_{in}), um condensador de saída (C_{out}), duas bobinas (L_{1a} e L_{1b}), um condensador (C_p), um interruptor de potência ($Q1$) e um diodo ($D1$).

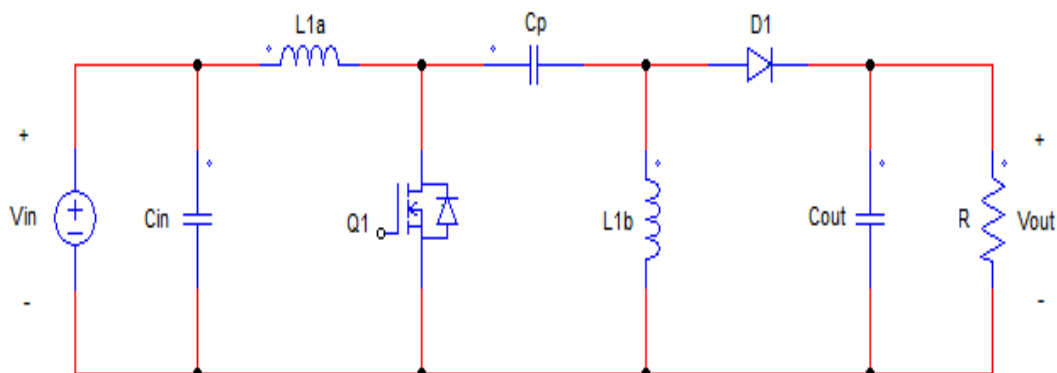


Figura 4.33 - SEPIC, esquema elétrico

Condução Contínua

A figura 4.34 ilustra o conversor em funcionamento no modo de condução contínua. O interruptor de potência está *on* no circuito em cima e *off* no circuito abaixo.

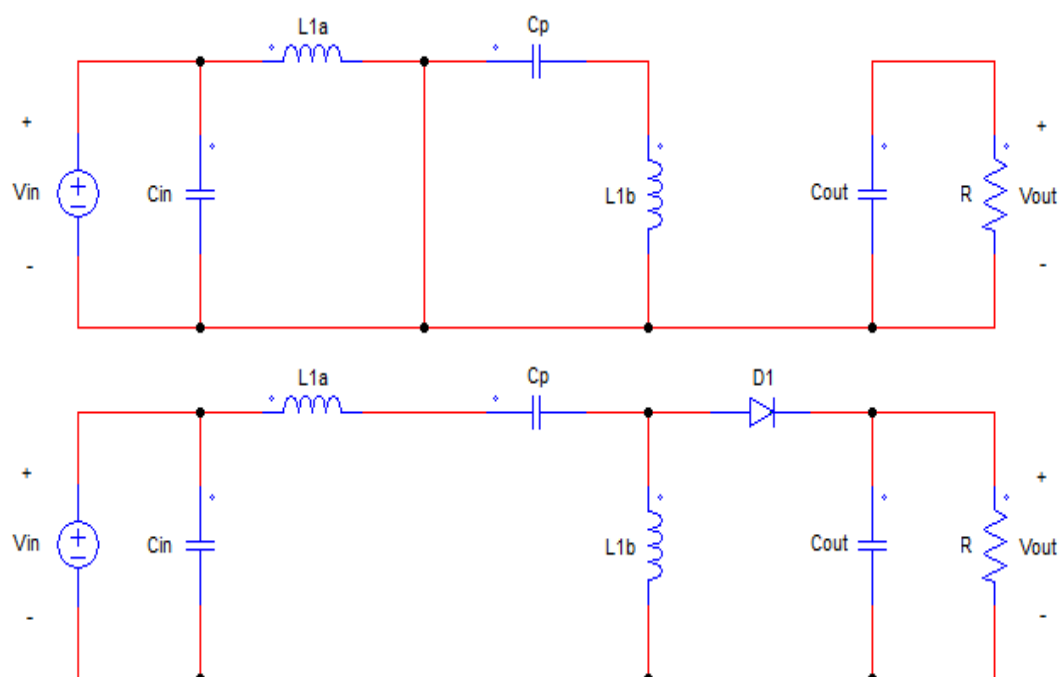


Figura 4.34 - SEPIC, esquema elétrico no estado *On* e *Off*

De modo a compreender a tensão nos vários nós do circuito, é importante analisar o circuito quando o interruptor encontra-se no estado *off* e, consequentemente, não está em comutação. Estando o sistema em regime permanente, operando com modulação por largura de pulso (PWM) e negligenciando o *ripple* da tensão, o condensador C_p é carregado com a tensão de entrada V_{in} . Sabendo isso, pode-se facilmente determinar as tensões presentes na figura 4.35.

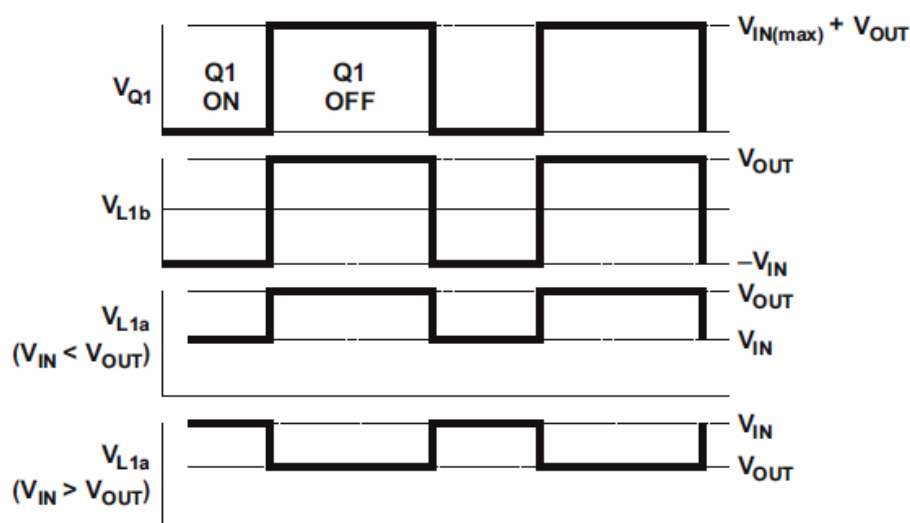


Figura 4.35 - SEPIC, formas de onda da tensão nas bobinas L_{1a} e L_{1b} [19]

Quando o interruptor está *off*, a tensão que atravessa L_{1b} é V_{out} . Sabendo que C_{in} é carregado com V_{in} , a tensão que atravessa o interruptor quando este está *off* é $V_{in} + V_{out}$, assim a tensão em L_{1a} é V_{out} .

Quando o interruptor está *on*, o condensador C_p é carregado com V_{in} e encontra-se conectado em paralelo com L_{1b} , por isso a tensão em L_{1b} é $-V_{in}$.

As correntes que fluem através dos vários componentes do circuito encontram-se ilustradas na figura 4.36.

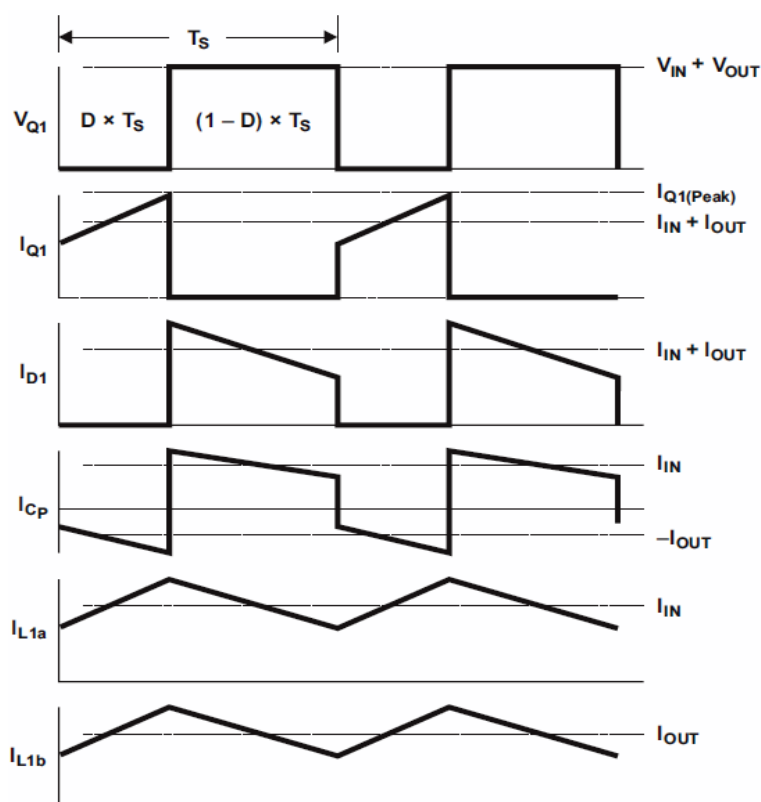


Figura 4.36 - SEPIC, formas de onda da corrente nos diferentes componentes do conversor [19]

Quando o interruptor está *on*, a energia é armazenada em L_{1a} a partir da entrada e em L_{1b} a partir de C_p . Quando o interruptor muda para o estado *off*, continua a fluir corrente em L_{1a} através de C_p e $D1$, alimentando também C_{out} e a carga. Tanto C_{out} , como C_p recarregam neste processo, de modo a carregar L_{1b} e fornecer corrente à carga, quando o interruptor voltar para o estado *on*.

Duty-cycle

Assumindo uma eficiência de 100%, o *duty-cycle* (D) de um conversor SEPIC operando em modo de condução contínua é dado por,

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} + V_{out}}, \quad (4.76)$$

A equação 4.76 pode ser reescrita da seguinte forma,

$$\frac{D}{1-D} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{out}}, \quad (4.77)$$

D_{max} ocorre com $V_{in,min}$ e D_{min} ocorre com $V_{in,max}$.

Cálculo dos Componentes Passivos

Um dos primeiros passos no dimensionamento do conversor SEPIC é decidir qual o *ripple* na corrente da bobina ΔI_L que se pretende. Uma regra de ouro é usar num intervalo entre 20 a 40% da corrente de entrada. A equação 4.78 toma como referência o ponto médio desse intervalo,

$$\Delta I_L = 30\% \cdot \frac{I_{in}}{\eta} = 30\% \cdot I_{in}', \quad (4.78)$$

No cálculo do *ripple* da corrente, I_{in} é dividido pelo pior caso da eficiência (η) com $V_{in,min}$ e $I_{out,max}$.

Idealmente duas bobinas com o mesmo número de enrolamentos e apenas um núcleo, força o *ripple* da corrente a dividir-se igualmente pelas duas bobinas devido à indutância mútua. Na realidade, as bobinas não têm indutâncias iguais e o *ripple* na corrente não será o mesmo. Porém, para um determinado *ripple* de corrente, a indutância requerida nas bobinas é calculada de igual modo, como mostra a equação 4.79,

$$L_{1a,min} = L_{1b,min} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in,min} \cdot D_{max}}{\Delta I_L \cdot f_s}, \quad (4.79)$$

Tendo em conta o regime transitório na carga, a corrente de saturação nas bobinas tem de ser pelo menos 20% maiores que a corrente de pico em regime permanente, como ilustra a equação 4.80,

$$I_{L1a,pico} = I_{in}' + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{in}' \cdot \left(1 + \frac{30\%}{2}\right), \quad (4.80)$$

De notar que,

$$I_{L1b,pico} = I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} < I_{L1a,pico}, \quad (4.81)$$

A figura 4.37 ilustra o *ripple* na tensão do condensador de saída em relação à corrente que por ele passa. Quando o interruptor está *on*, o condensador de saída fica encarregue de fornecer energia à carga.

Assim, o condensador de saída tem que ter pelo menos capacidade suficiente (e baixo ESR - *Equivalent Series Resistance*) para satisfazer os requisitos do sistema, tendo em conta o *ripple* na tensão de saída (ΔV_{RPL}).

$$\Delta V_{RPL} \leq \frac{I_{out} \cdot D_{\max}}{C_{out} \cdot f_s} + ESR \cdot (I_{L1a,pico} + I_{L1b,pico}), \quad (4.82)$$

No caso de o ESR ser muito baixo nos condensadores de saída, este pode ser ignorado e a equação 4.82 reduz-se a,

$$C_{out} \geq \frac{I_{out} \cdot D_{\max}}{\Delta V_{RPL} \cdot f_s}, \quad (4.83)$$

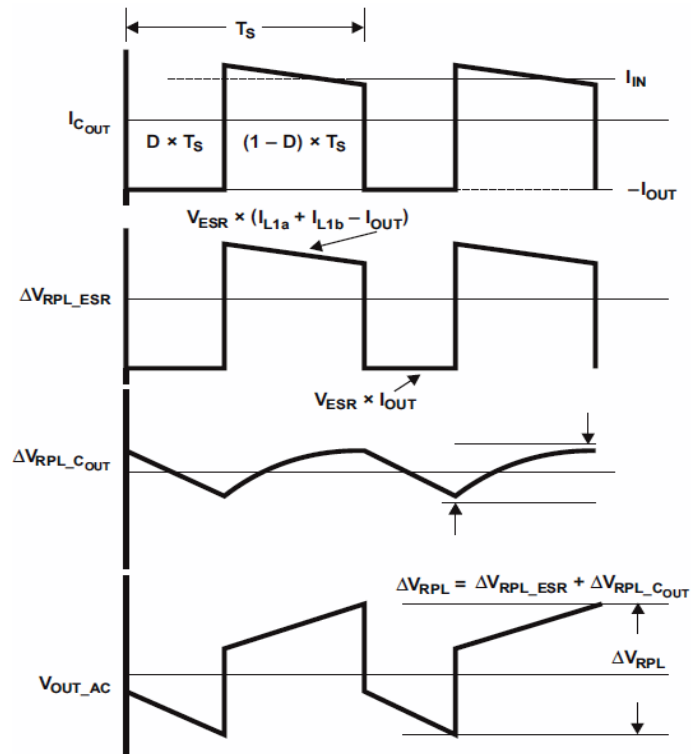


Figura 4.37 - SEPIC, *ripple* na tensão de saída [19]

O condensador de entrada tem menor *ripple* na corrente devido a bobina na entrada. Como o conversor *Step-Up*, a forma de onda da corrente de entrada é contínua e triangular. No entanto, o condensador de entrada necessita de ter uma corrente RMS,

$$I_{C_{in},RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}, \quad (4.84)$$

O condensador C_p tem uma corrente RMS grande relativamente à potência de saída,

$$I_{C_p,RMS} = I_{in} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}}}, \quad (4.85)$$

A tensão máxima que atravessa C_p é dada pela equação 4.86,

$$V_{Q1,\max} - V_{L1b,\max} = V_{in} + V_{out} - V_{out} = V_{in}, \quad (4.86)$$

O *ripple* em C_p é,

$$\Delta V_{C_p} = \frac{I_{out} \cdot D_{\max}}{C_p \cdot f_s}, \quad (4.87)$$

Cálculo dos Componentes Ativos

O interruptor de potência ($Q1$) tem que ser cuidadosamente escolhido, de modo a aguentar com os picos de tensão e corrente enquanto minimiza as perdas de dissipação. A corrente do interruptor de potência determina a corrente máxima de saída do conversor.

O interruptor de potência tem uma tensão máxima de $V_{in,\max} + V_{out}$, e tem que aguentar com um pico de corrente de,

$$I_{Q1,pico} = I_{La,pico} + I_{Lb,pico} = I_{in}' + I_{out} + \Delta I_L, \quad (4.88)$$

À temperatura ambiente, a potência dissipada pelo interruptor tem que ser maior do que a soma das perdas de condutividade (uma função de $r_{DS(on)}$) e as perdas de comutação, como se pode ver pela equação 4.89,

$$P_{D,Q1} = I_{Q1,RMS}^2 \cdot r_{DS(on)} \cdot D_{\max} + I_{Q1,pico} \cdot (V_{in,\min} + V_{out}) \cdot \frac{t_{rise} + t_{fall}}{2} \cdot f_s, \quad (4.89)$$

Onde t_{rise} é o tempo de subida da *gate* de $Q1$ e t_{fall} é o tempo de descida da *gate* de $Q1$.

A corrente RMS de $Q1$ é,

$$I_{Q1,RMS} = \frac{I_{in}'}{\sqrt{D_{\max}}}, \quad (4.90)$$

O díodo de saída tem que aguentar o mesmo pico de corrente do que $Q1$ ($I_{q1,pico}$). O díodo também tem que ser capaz de aguentar uma tensão inversa maior do que a tensão máxima de $Q1$ ($V_{in,\max} + V_{out}$), de modo a satisfazer regimes transitórios do sistema. Como a corrente média no díodo é a corrente de saída, este tem que ter uma potência de dissipação superior a,

$$P_{D,D1} = I_{out} \cdot V_{FWD}, \quad (4.91)$$

Onde V_{FWD} é a tensão no díodo.

4.2 - Modelo dos Conversores DC-DC

Como referido no capítulo 2, neste projeto há necessidade de transferência de energia das entradas (TEG e bateria) para as saídas (carga 1 e 2), como tal e tendo em conta as tensões de entrada e saída envolvidas os conversores escolhidos são o *Step-Up* e SEPIC.

4.2.1 - Conversor *Step-Up*

O conversor *Step-Up* tem como objetivo o fornecimento de energia para as cargas 1 e 2, a partir das entradas (TEG e bateria), tabela 2.6. Visto que, o sistema possui duas saídas foi necessário projetar um conversor para cada saída, pois estas têm necessidades elétricas diferentes. O dimensionamento explica sob que princípios estes conversores são desenvolvidos.

Dimensionamento

O dimensionamento dos conversores tem em conta uma lista de dados que resultam no cálculo dos componentes passivos e ativos do mesmo. Assim, os dados para a carga 1 são:

- Saída
 - $V_o = 32 \text{ V}$.
 - $I_o = 1 \text{ A}$.
- Entrada
 - TEG
 - $V_i = 10 \text{ V}$.
 - Bateria
 - $V_i = 11.1 \text{ V}$.
- Frequência de comutação
 - $f_s = 100 \text{ kHz}$
- *Ripple* da corrente de entrada
 - $\Delta I_i = 20 \text{ \%}$.
- *Ripple* na tensão de saída
 - $\Delta V_o = 1.5 \text{ \%}$.

E os resultados, tendo em conta o pior caso, para este conversor são:

- *Duty-Cycle* (pela equação 4.32)

- $D = 0.69$.
- Componentes passivos
 - Bobina
 - $I_L = 3.23 \text{ A}$ (equação 4.38).
 - $\Delta I_L = I_L \cdot 20\% = 0.65 \text{ A}$.
 - $I_{L,\max} = 3.56 \text{ A}$ (equação 4.23).
 - $L_{\min} = 13.18 \text{ } \mu\text{H}$ (equação 4.56).
 - Condensador
 - $C_{\min} = 14.38 \text{ } \mu\text{F}$ (equação 4.61).
- Componentes ativos
 - MOSFET
 - $I_D > I_{L,\max} > 3.56 \text{ A}$ (Corrente de dreno - *Drain Current*).
 - $V_{DS} > 1.5 \cdot V_o > 48 \text{ V}$ (Tensão dreno-fonte - *Drain-Source Voltage*).
 - Díodo
 - $I_{F(AV)} > I_{L,\max} > 3.56 \text{ A}$ (Corrente média - *Average Forward Current*).
 - $V_R > V_o > 32 \text{ V}$ (Tensão de bloqueio DC - *DC Blocking Voltage*).

Assim, deste dimensionamento resulta o esquema elétrico da figura 4.38.

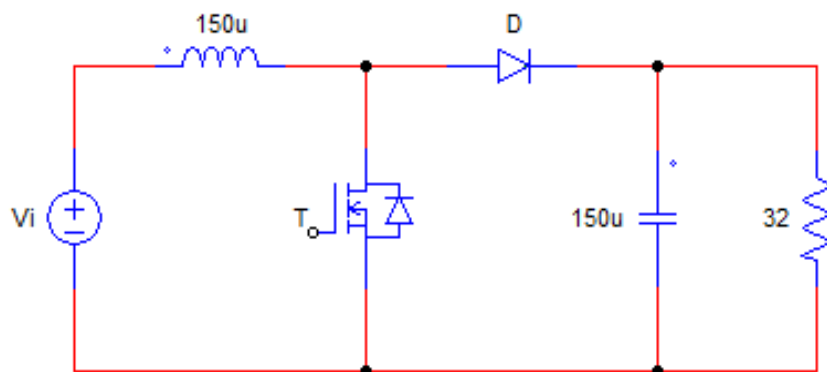


Figura 4.38 - Esquema elétrico do *Step-Up* para a carga 1 após dimensionamento

Pela figura 4.38:

- $L = 150 \text{ } \mu\text{H}$.
- $C = 150 \text{ } \mu\text{F}$.
- $R = 32 \text{ } \Omega$.

Por outro lado, os dados para a carga 2 são:

- Saída
 - $V_o = 26 \text{ V}$.

- $I_o = 1.5 \text{ A}$.
- Entrada
 - TEG
 - $V_i = 10 \text{ V}$.
 - Bateria
 - $V_i = 11.1 \text{ V}$.
- Frequência de comutação
 - $f_s = 100 \text{ kHz}$
- *Ripple* da corrente de entrada
 - $\Delta I_i = 20 \%$.
- *Ripple* na tensão de saída
 - $\Delta V_o = 1.5 \%$.

E os resultados, tendo em conta o pior caso, para este conversor são:

- *Duty-Cycle* (pela equação 4.32)
 - $D = 0.62$.
- Componentes passivos
 - Bobina
 - $I_L = 3.95 \text{ A}$ (equação 4.38).
 - $\Delta I_L = I_L \cdot 20\% = 0.79 \text{ A}$.
 - $I_{L,\max} = 4.35 \text{ A}$ (equação 4.23).
 - $L_{\min} = 9.68 \text{ } \mu\text{H}$ (equação 4.56).
 - Condensador
 - $C_{\min} = 23.85 \text{ } \mu\text{F}$ (equação 4.61).
- Componentes ativos
 - MOSFET
 - $I_D > I_{L,\max} > 4.35 \text{ A}$ (Corrente de dreno - *Drain Current*).
 - $V_{DS} > 1.5 \cdot V_o > 39 \text{ V}$ (Tensão dreno-fonte - *Drain-Source Voltage*).
 - Díodo
 - $I_{F(AV)} > I_{L,\max} > 4.35 \text{ A}$ (Corrente média - *Average Forward Current*).
 - $V_R > V_o > 26 \text{ V}$ (Tensão de bloqueio DC - *DC Blocking Voltage*).

Assim, deste dimensionamento resulta o esquema elétrico da figura 4.39.

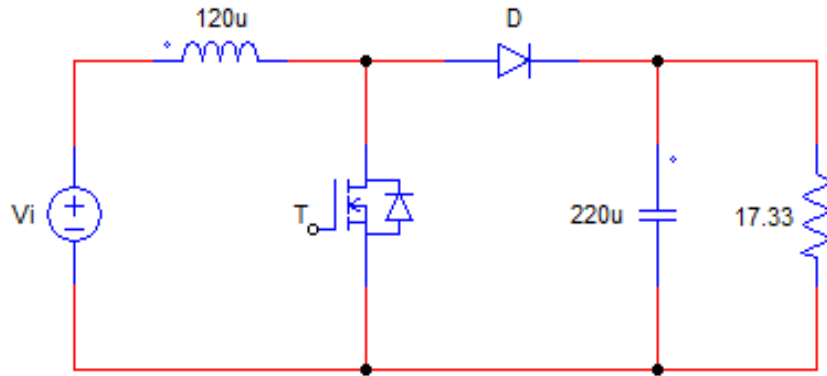


Figura 4.39 - Esquema elétrico do *Step-Up* para a carga 2 após dimensionamento

Pela figura 4.39:

- $L = 120 \text{ } \mu H$.
- $C = 220 \text{ } \mu F$.
- $R = 17.33 \text{ } \Omega$.

Diagrama de Bode

Existem alguns métodos que nos permitem estudar o comportamento dos conversores, um deles é o diagrama de bode que nos dá a variação da amplitude e da fase em função da frequência. Através do diagrama de bode é possível não só prever o comportamento do conversor, como também projetar um controlador que atue no sistema de forma a otimizar a resposta deste.

Para o conversor *Step-Up*, a função de transferência da tensão de saída em função do *duty-cycle* contém dois polos e um zero, e é dada pela equação 4.92 [17],

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right)}, \quad (4.92)$$

Onde G_{d0} é o ganho DC, Q é o fator de qualidade, ω_z é a frequência angular do zero e ω_0 é a frequência angular de corte. Estes parâmetros encontram-se definidos nas equações 4.93, 4.94, 4.95 e 4.96.

$$G_{d0} = \frac{V_o}{1 - D}, \quad (4.93)$$

$$Q = (1 - D) \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad (4.94)$$

$$\omega_z = \frac{(1 - D)^2 \cdot R}{L}, \quad (4.95)$$

$$\omega_o = \frac{1 - D}{\sqrt{L \cdot C}}, \quad (4.96)$$

De acordo com a secção de dimensionamento, estes parâmetros para o *Step-Up* da carga 1 têm os seguintes valores:

- $G_{d0} = 103.23 \quad V = 40.28 \quad dBV$.
- $Q = 9.92 = 19.93 \quad dB$.
- $\omega_z = 20,501 \quad rad/s$.
- $f_z = \frac{\omega_z}{2 \cdot \pi} = 3.26 \quad kHz$.
- $\omega_o = 2,066.6 \quad rad/s$.
- $f_o = \frac{\omega_o}{2 \cdot \pi} = 328.92 \quad Hz$.

Assim, a função de transferência (equação 4.92) para o *Step-Up* da carga 1 fica de acordo com a equação 4.97,

$$G_{vd}(s) = 103.23 \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{20,501}\right)}{\left(1 + \frac{s}{20,501} + \frac{s^2}{4,271,100}\right)}, \quad (4.97)$$

A figura 4.40 ilustra o diagrama de bode da amplitude e da fase para este conversor, tendo em conta a função de transferência descrita pela equação 4.97.

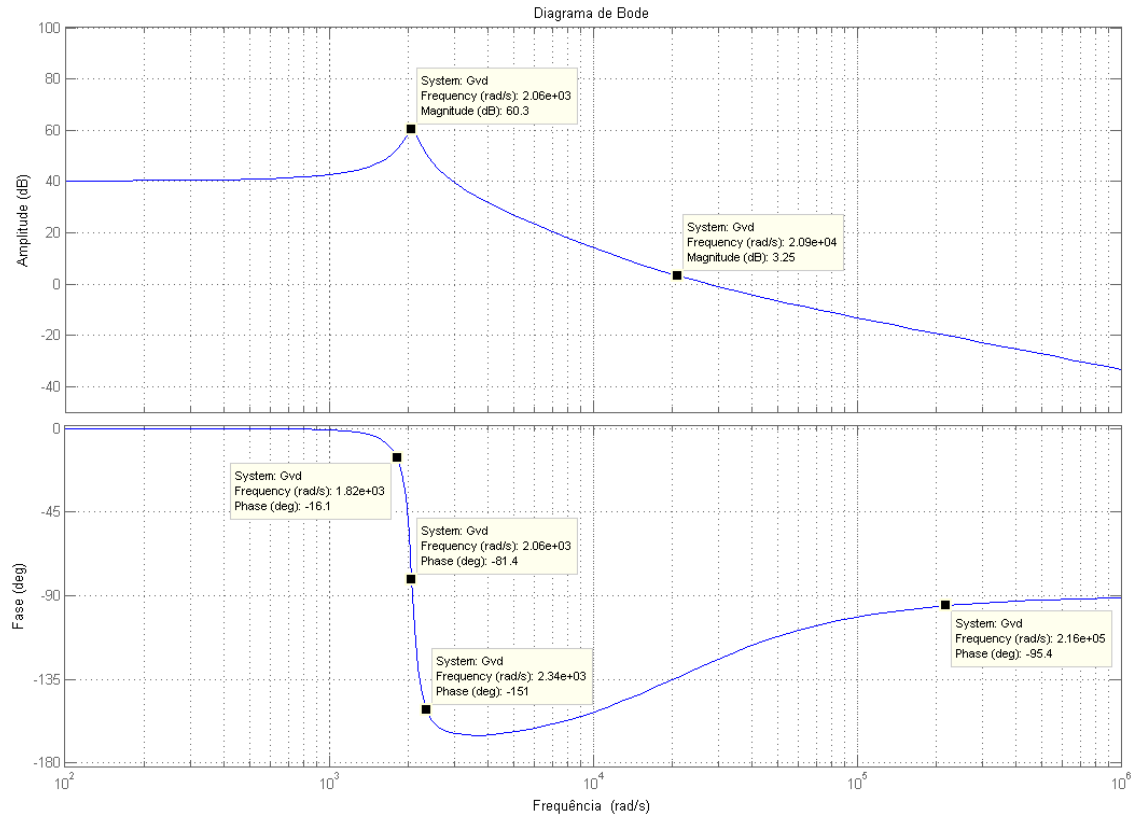


Figura 4.40 - Diagrama de bode em amplitude e em fase do *Step-Up* para a carga 1

Na figura 4.40 no traçado da amplitude, este começa com o valor de G_{d0} até atingir o primeiro ponto assinalado, que se refere a ω_o e aumenta Q , ou seja, $19.93dB$, e a partir desse ponto o declive do gráfico é de $-40dB/dec$ devido à influência dos dois polos. A partir do segundo ponto (ω_z), a influência do zero faz com que o declive passe para $-20dB/dec$.

No traçado da fase, os polos têm influência em $10^{-1/2Q} \cdot \omega_o$ e em $10^{1/2Q} \cdot \omega_o$, primeiro e terceiro ponto do gráfico respetivamente, enquanto o zero tem influência uma década antes ($\omega_z/10$) e uma década depois ($10 \cdot \omega_z$), segundo e quarto ponto do gráfico respetivamente.

Para o *Step-Up* da carga 2, os parâmetros para calcular a função de transferência têm os seguintes valores:

- $G_{d0} = 68.42$ $V = 36.70$ dBV .
- $Q = 8.92 = 19$ dB .
- $\omega_z = 20,853$ rad/s .
- $f_z = 3.32$ kHz .
- $\omega_o = 2,338.7$ rad/s .
- $f_o = 372.22$ Hz .

Assim, a função de transferência para o *Step-Up* para a carga 2 é dada pela equação 4.98 [17],

$$G_{vd}(s) = 68.42 \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{20,853}\right)}{1 + \frac{s}{20,861} + \frac{s^2}{5,469,700}}, \quad (4.98)$$

Assim, o traçado de bode da amplitude e da fase encontra-se ilustrado na figura 4.41 com os devidos pontos assinalados como na figura 4.40.

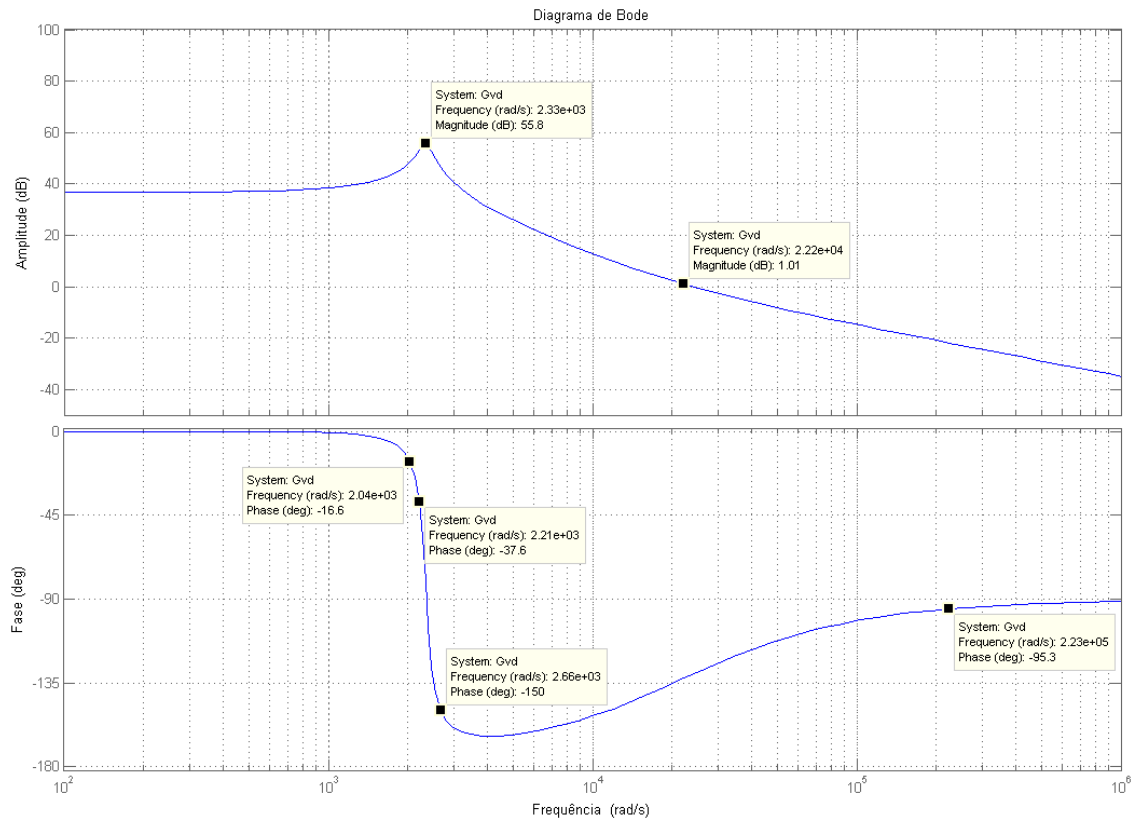


Figura 4.41 - Diagrama de bode em amplitude e em fase do *Step-Up* para a carga 2

Os pontos assinalados na figura 4.41 têm o mesmo fundamento que os da figura 4.40.

4.2.2 - Conversor SEPIC

Neste projeto o conversor SEPIC tem o objetivo de carregar a bateria, portanto tem como entrada o TEG e como saída a bateria, figura 2.12. Como foi mencionado na secção 4.1.4, a

tensão de saída pode ser superior ou inferior à tensão de entrada, um dos motivos que levou à escolha deste conversor. Outro grande motivo que levou à escolha deste conversor em detrimento do *Step-Up/Step-Down*, é o facto de neste tipo de conversor a saída é não inversora ao contrário do que no *Step-Up/Step-Down*.

Dimensionamento

Os dados que permitem dimensionar este conversor são:

- Saída
 - $V_o = V_{bat,carga} = 12.6 \text{ V}$ (Tensão de carga da bateria).
 - $I_o = I_{bat,carga} = 4.4 \text{ A}$ (Corrente de carga da bateria).
- Entrada
 - $V_i = V_{TEG} = 10 \text{ V}$.
 - $I_i = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i} = 5.54 \text{ A}$.
- Frequência de comutação
 - $f_s = 125 \text{ kHz}$.
- *Ripple* na corrente de entrada
 - $\Delta I_i = 30 \%$.
- *Ripple* na tensão do condensador C_p
 - $\Delta V_{C_p} = 4 \%$.
- *Ripple* na tensão de saída
 - $\Delta V_o = 0.4 \%$.
- Eficiência do conversor (teórica)
 - $\eta = 90 \%$.

Com estes dados, os resultados obtidos no dimensionamento do conversor são:

- *Duty-Cycle* (equação 4.76)
 - $D = 0.56$.
- Componentes passivos
 - Bobinas
 - $\Delta I_L = 30\% \cdot \frac{I_i}{\eta} = 1.85 \text{ A}$ (equação 4.78).
 - $I_{L1a,max} = 7.08 \text{ A}$ (equação 4.80).
 - $I_{L1b,max} = 5.33 \text{ A}$ (equação 4.81).
 - $L_{1a,min} = L_{1b,min} = 12.1 \text{ } \mu H$ (equação 4.79).
 - Condensadores
 - $C_{i,min} = C_{p,min} = 49.28 \text{ } \mu F$ (equação 4.87).

- $C_{o,\min} = 391.11 \text{ } \mu F$ (equação 4.83).
- Componentes ativos
 - MOSFET
 - $I_D > 12.41 \text{ A}$ (equação 4.88).
 - $V_{DS} > V_i + V_o > 22.6 \text{ V}$.
 - Díodo
 - $I_{F(AV)} > I_D > 12.41 \text{ A}$.
 - $V_R > V_i + V_o > 22.6 \text{ V}$.

Assim, deste dimensionamento resulta o esquema elétrico da figura 4.42.

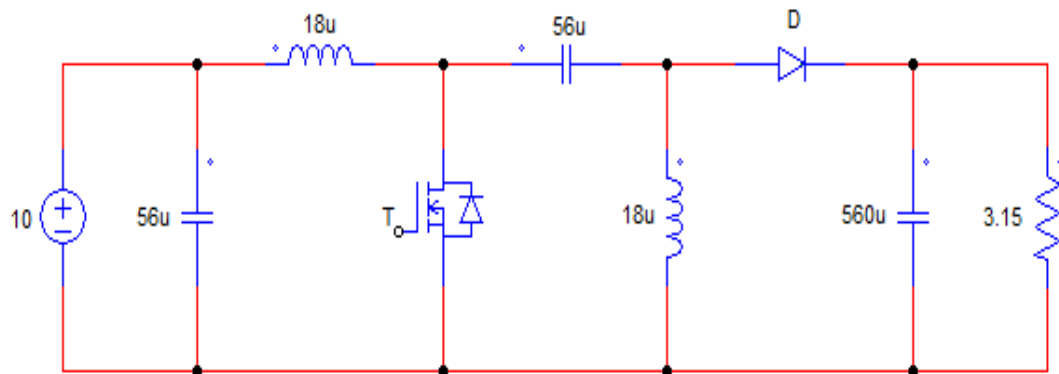


Figura 4.42 - Esquema elétrico do SEPIC após dimensionamento

Pela figura 4.42:

- $L_{1a} = 18 \text{ } \mu H$.
- $L_{1b} = 18 \text{ } \mu H$.
- $C_i = 56 \text{ } \mu F$.
- $C_p = 56 \text{ } \mu F$.
- $C_o = 560 \text{ } \mu F$.
- $R = 3.15 \text{ } \Omega$.

Diagrama de Bode

O diagrama de bode para o conversor SEPIC é definido pela função de transferência ilustrada pela equação 4.99 [17],

$$G_{vd}(s) = \frac{1}{(1-D)^2} \cdot \frac{\left(1 - s \cdot \frac{L_{1a} \cdot D^2}{R \cdot (1-D)^2}\right) \cdot \left(1 - s \cdot \frac{C_p \cdot (L_{1a} + L_{1b}) \cdot R \cdot (1-D)^2}{L_{1a} \cdot D^2} + s^2 \cdot \frac{L_{1b} \cdot C_p}{D}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q_1 \cdot \omega_{o1}} + \frac{s^2}{\omega_{o1}^2}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{Q_2 \cdot \omega_{o2}} + \frac{s^2}{\omega_{o2}^2}\right)}, \quad (4.99)$$

Onde,

$$Q_1 = \frac{R}{\omega_{o1} \cdot \left(\frac{L_{1a} \cdot D^2}{(1-D)^2} + L_{1b}\right)}, \quad (4.100)$$

$$\omega_{o1} = \frac{1}{\sqrt{L_{1a} \cdot \left(C_o \cdot \frac{D^2}{(1-D)^2} + C_p\right) + L_{1b} \cdot (C_p + C_o)}}, \quad (4.101)$$

$$Q_2 = \frac{R}{\omega_{o2} \cdot (L_{1a} + L_{1b}) \cdot \frac{C_p}{C_o} \cdot \frac{\omega_{o1}^2}{\omega_{o2}^2}}, \quad (4.102)$$

$$\omega_{o2} = \sqrt{\frac{1}{L_{1b} \cdot \frac{\frac{C_p}{D^2} \cdot \frac{C_o}{(1-D)^2}}{\frac{C_p}{D^2} + \frac{C_o}{(1-D)^2}}} + \frac{1}{L_{1a} \cdot \frac{C_p \cdot C_o}{C_p + C_o}}}, \quad (4.103)$$

Assim:

- $Q_1 = 11.2$.
- $\omega_{o1} = 5,965.6 \text{ rad/s}$.
- $Q_2 = 926.18$.
- $\omega_{o2} = 37,670 \text{ rad/s}$.

Logo, a função de transferência para o conversor SEPIC encontra-se ilustrada na equação 4.104,

$$G_{vd}(s) = 5.17 \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{108,036}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{4,591.4} + \frac{s^2}{553,100,000}\right)}{\left(1 + \frac{s}{66,815} + \frac{s^2}{35,588,000}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{34,889,200} + \frac{s^2}{1,419,100,000}\right)}, \quad (4.104)$$

A partir da função de transferência da equação 4.104, o diagrama de bode em amplitude e fase para este conversor encontra-se ilustrado na figura 4.43.

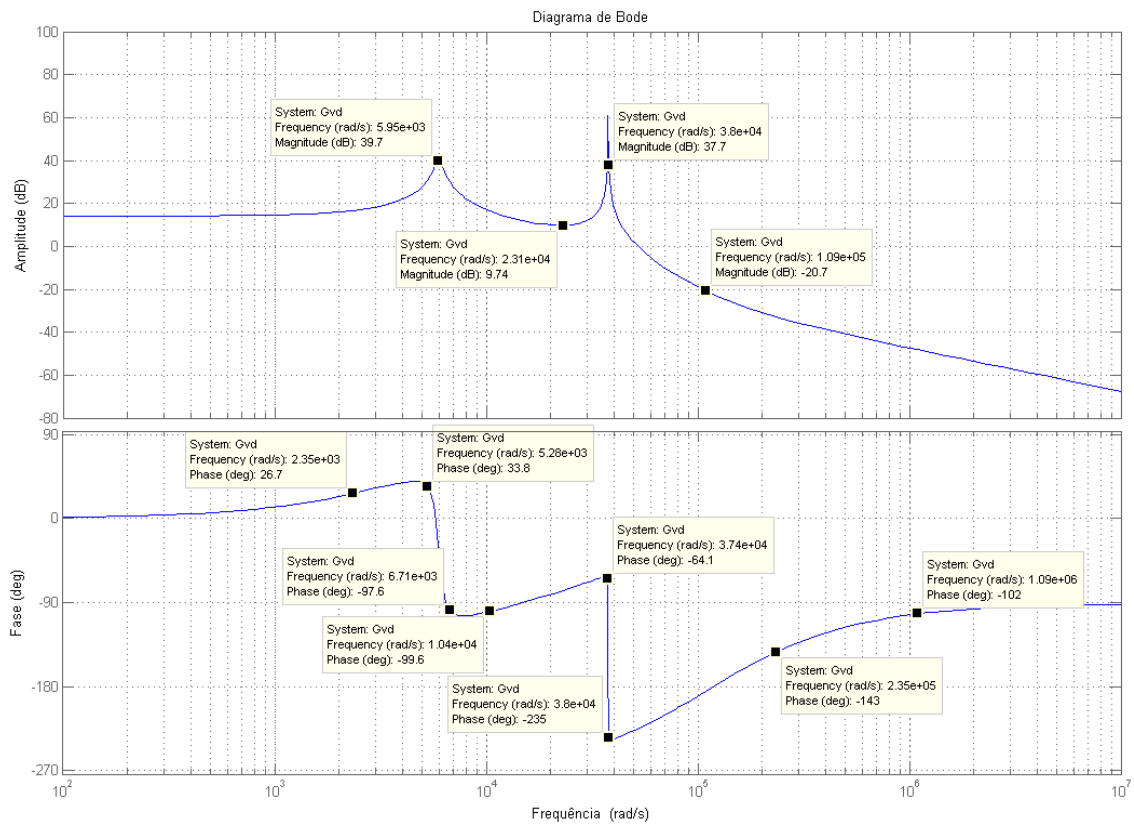


Figura 4.43 - Diagrama de bode em amplitude e em fase do SEPIC

Pela equação 4.104 o conversor SEPIC tem três zeros e quatro polos, o que também é comprovado pela figura 4.43.

No traçado da amplitude o primeiro e terceiro ponto correspondem a ω_{o1} e ω_{o2} , respectivamente. O segundo e quarto correspondem a ω_{z1} e ω_{z2} , respectivamente, onde:

- $\omega_{z1} = 108,036 \text{ rad/s}$.
- $\omega_{z2} = 23,518 \text{ rad/s}$.

Do mesmo modo que no conversor *Step-Up*, os zeros têm uma influência uma década antes e uma década depois, portanto $\omega_{z1}/10$ corresponde ao primeiro ponto e $10 \cdot \omega_{z1}$ corresponde ao sétimo ponto. Enquanto $\omega_{z2}/10$ corresponde ao quarto ponto e $10 \cdot \omega_{z2}$ ao oitavo e último ponto. A influência dos polos também é semelhante, assim o segundo e terceiro ponto correspondem a $10^{-1/2 \cdot Q_1} \cdot \omega_{o1}$ e $10^{1/2 \cdot Q_1} \cdot \omega_{o1}$, respectivamente, e a relação é igual para Q_2 e ω_{o2} nos pontos cinco e seis.

Capítulo 5

Algoritmo de Controle e Simulações

5.1 - Estado da Arte

5.1.1 - Controle de Conversores DC-DC

Os conversores DC-DC têm como finalidade fornecer uma tensão de saída DC regulada. A tensão DC média de saída deve ser controlada para igualar o nível desejado, ainda que a tensão de entrada e a corrente da carga varie. Os conversores DC-DC transformam um valor DC em outro através de comutações. Um conversor DC-DC com uma determinada tensão de entrada, controla a tensão média de saída através do tempo *on* e *off* das comutações.

Um dos métodos para controlar a tensão de saída, intitulado de comutação através de Modulação por Largura de Pulso - PWM (*Pulse Width Modulation*), passa pela comutação a uma frequência constante. Neste método, a constante do período de tempo de comutação é representada por T_s e a tensão média de saída (V_o) é ajustada através da duração t_{on} do interruptor de potência.

$$T_s = t_{on} + t_{off}, \quad (5.1)$$

A figura 5.1 demonstra o conceito de conversão de um conversor DC-DC básico.

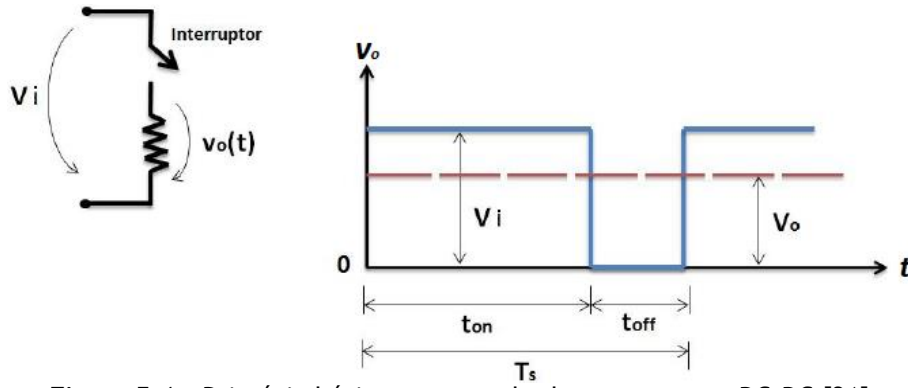


Figura 5.1 - Princípio básico no controle dos conversores DC-DC [31]

$$V_o = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_{on}}^{t_{on}+T_s} v_i(t) dt, \quad (5.2)$$

No método de comutação PWM, o *duty-cycle* (D) é definido como a razão entre a duração de t_{on} e o período de tempo de comutação (T_s).

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}, \quad (5.3)$$

O sinal de tensão de controlo ($v_{controlo}$) pode ser obtido pela diferença entre a tensão de saída pretendida e o valor medido.

O sinal que controla a comutação, ou seja, controla o estado (ligado ou desligado) do interruptor de potência, é gerado através da comparação entre o valor de $v_{controlo}$ e a onda dente de serra (onda repetitiva), como ilustra a figura 5.2.

A frequência da onda dente de serra estabelece a frequência de comutação. Quando o sinal amplificado do erro (sinal que varia lentamente no tempo em relação à frequência de comutação) é maior que a onda dente de serra, o sinal de controlo do interruptor passa para o nível lógico alto, fazendo com que o interruptor passe para o estado *on* (ligado). Caso contrário, o interruptor de potência fica *off* (desligado). O *duty-cycle* pode ser expresso através da razão entre $v_{controlo}$ e o valor de pico da onda dente de serra ($V_{st,max}$).

Assim,

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{controlo}}{V_{st,max}}, \quad (5.4)$$

No controlo por PWM, a frequência de comutação é mantida constante e a tensão de saída é regulada através da variação do *duty-cycle*. A figura 5.2 ilustra os diferentes blocos envolvidos neste método, bem como as formas de onda de controlo e da onda PWM resultante.

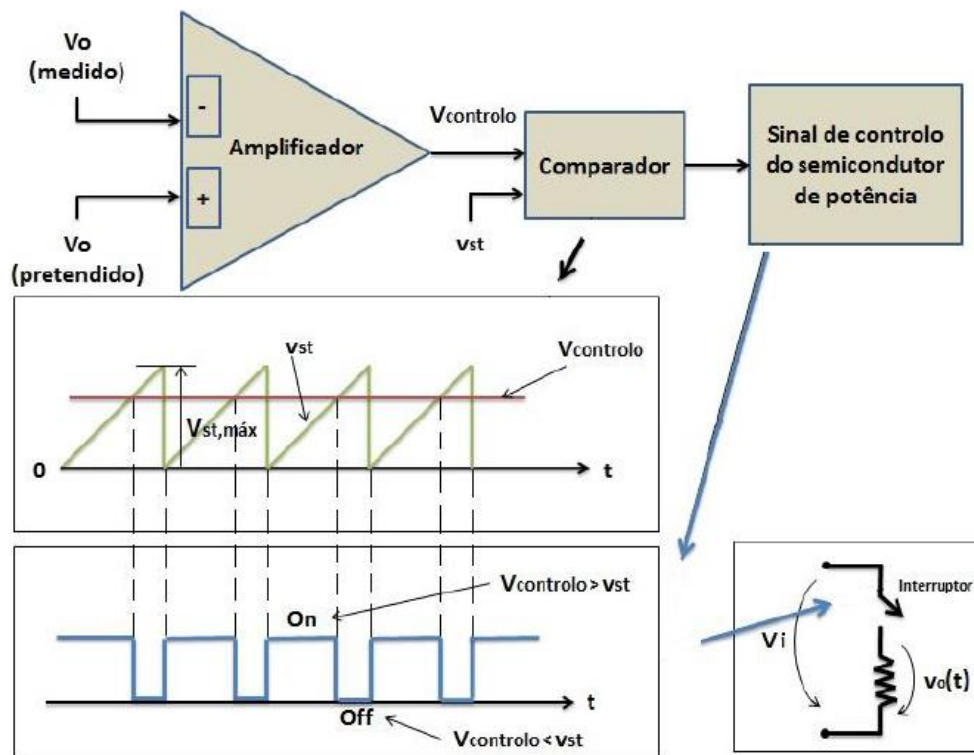


Figura 5.2 - Diagrama de blocos e formas de onda do controle por PWM [31]

Outro método de controle que também permite regular a tensão de saída de um conversor DC-DC, é designado por Modulação em Frequência - FM (*Frequency Modulation*).

O método de Modulação em Frequência permite variar a frequência de comutação (e, portanto, o período de tempo), e/ou, variar a frequência de comutação e a duração t_{on} da comutação.

No entanto, a partir deste método torna-se difícil filtrar as componentes de *ripple* nas formas de onda de entrada e saída do conversor, devido à variação da frequência de comutação. Este método é mais utilizado em conversores DC-DC que utilizam tirístores comutados e, como tal, não se apresenta um estudo mais aprofundado do mesmo.

5.1.2 - Algoritmos MPPT

Neste projeto, apenas tem sentido abordar algoritmos MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) quando associado ao TEG (Gerador Termoelétrico).

Este algoritmo é utilizado para forçar o TEG a operar num ponto, onde a potência extraída é a máxima possível - MPP (*Maximum Power Point*). A partir da figura 2.16 é possível

verificar diferentes pontos máximos de funcionamento dependendo da diferença de temperatura aplicada ao TEG.

Existem alguns algoritmos que são capazes de serem utilizados com um TEG, onde a maioria são adaptados daqueles que são utilizados em painéis solares, que é a aplicação mais comum para este tipo de algoritmos.

De seguida, apresenta-se um estudo aos algoritmos mais comuns e favoráveis para serem aplicados num TEG, que são:

- *Perturb & Observe (P&O)*.
- *Incremental Conductance (INC)*.

Perturb & Observe (P&O)

Algoritmos P&O atuam medindo a tensão e corrente de saída, calculando então a potência e direcionando a tensão de operação para um ponto em particular para depois tornar a medir e recalculando a tensão, corrente e, consequentemente, a potência. Se a nova medida é maior (menor) do que a anterior, então o ponto máximo de potência (MPP) será alcançado se a tensão tiver a mesma (oposta) direção que a anterior. Depois de algumas iterações com este algoritmo o MPP é alcançado.

O algoritmo não tem forma de estabilizar no ponto quando o MPP foi alcançado. Assim, quando este é alcançado, a tensão de operação terá a direção do ponto anterior, resultando numa diminuição da potência. Em resposta a este facto, o algoritmo inverte a direção no ponto seguinte, resultando assim num ponto de operação que oscila em torno do MPP. Caso se diminua o incremento em cada iteração, menor é a oscilação e, então, maior é a potência em regime permanente. Em contrapartida, diminuir o incremento significa que mais iterações são necessárias para atingir o MPP. De modo a evitar esta discrepância entre o regime transitório e permanente, alguns algoritmos P&O utilizam incrementos variáveis. Quando o ponto de operação está longe do MPP, o incremento é grande, caso o ponto de operação de operação esteja perto do MPP, então o incremento é reduzido.

A figura 5.3 ilustra os passos e as diferentes direções deste algoritmo.

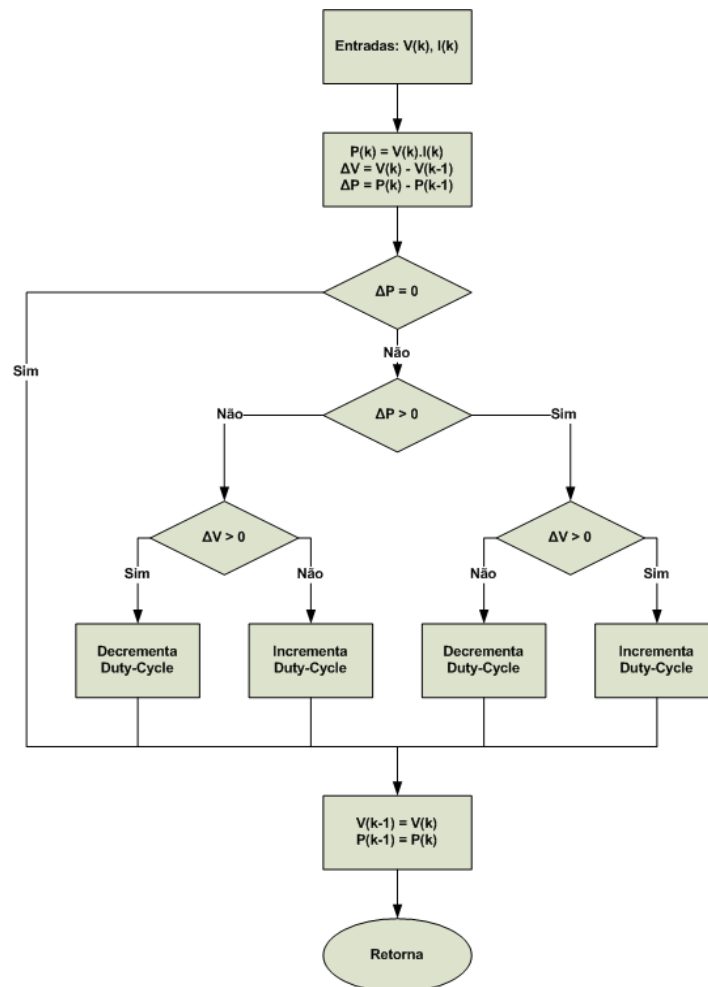


Figura 5.3 - Fluxograma do algoritmo *Perturb & Observe* (P&O)

Incremental Conductance (INC)

O algoritmo INC atua observando o declive da curva característica do gerador termoeletrônico (TEG), figura 2.16, ou seja, a partir da derivada num determinado ponto de operação. Quando se tem uma tensão de operação (V_{op}) menor (maior) do que V_{MPP} , então o declive da curva de potência nesse ponto é positivo (negativo). O V_{MPP} é o pico da curva e, por isso, o declive é zero. Portanto, pode-se usar as equações 5.5, 5.6 e 5.7 por forma a tomar uma direção a seguir,

$$\frac{dP}{dV} = 0, \quad V_{op} = V_{MPP}, \quad (5.5)$$

$$\frac{dP}{dV} > 0, \quad V_{op} < V_{MPP}, \quad (5.6)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0, \quad V_{op} > V_{MPP}, \quad (5.7)$$

No entanto, $P = V \cdot I$ e I é uma função de V . Assim,

$$\frac{dP}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} \cong I + V \cdot \frac{\Delta I}{\Delta V}, \quad (5.8)$$

Portanto, as equações 5.5, 5.6 e 5.7 passam a ser respetivamente,

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \quad V_{op} = V_{MPP}, \quad (5.9)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \quad V_{op} < V_{MPP}, \quad (5.10)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \quad V_{op} > V_{MPP}, \quad (5.11)$$

A partir das equações 5.9, 5.10 e 5.11 observa-se que se a condutância incremental da fonte é igual ao valor negativo da condutância instantânea, então o MPP foi alcançado. Este algoritmo direciona a tensão para um determinado ponto como no método anterior. Utilizando as equações 5.9, 5.10 e 5.11 pode-se determinar exatamente o ponto quando o MPP foi alcançado. O fluxograma deste algoritmo encontra-se ilustrado na figura 5.4.

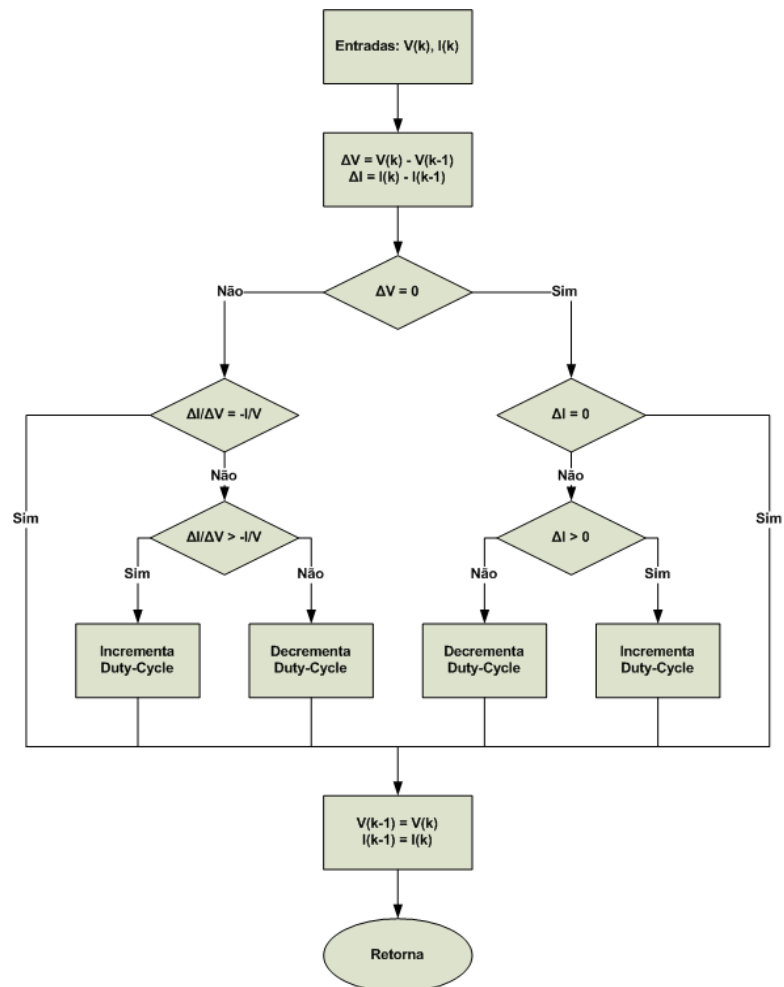


Figura 5.4 - Fluxograma do algoritmo *Incremental Conductance* (INC)

Na realidade é extremamente improvável que este algoritmo pare exatamente no MPP. Portanto algoritmos práticos baseados neste, consideram que o MPP foi alcançado quando o ponto de operação está dentro de uma margem de erro,

$$\left| I + V \cdot \frac{\Delta I}{\Delta V} \right| < \varepsilon, \quad (5.12)$$

O incremento neste algoritmo tem que ser menor do que a margem de erro, de maneira a evitar que a busca pelo MPP ultrapasse a margem. Então, algoritmos INC também utilizam incrementos variáveis de forma a evitar a discrepância entre o regime transitório e permanente.

5.2 - Controle do Sistema

De forma a cumprir os requisitos impostos no capítulo 2 - secção 2.2.3 é necessário controlar os elementos do sistema (figura 2.12) independentemente, atingindo os valores pretendidos, e conjugar esses elementos numa sequência de eventos bem definida que representa a máquina de estados global do sistema.

Máquina de Estados do Sistema

A tabela 2.6 representa as entradas e saídas do sistema e a figura 5.5 ilustra o espaço de estados que relaciona essas entradas e saídas sob determinadas condições de transição.

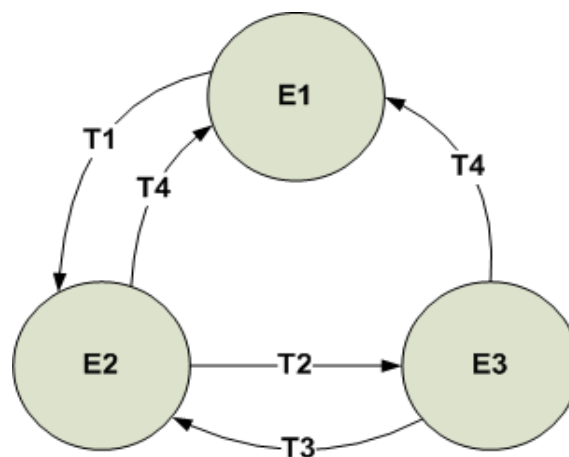


Figura 5.5 - Máquina de estados do sistema global

Na figura $E1$, $E2$ e $E3$ representam os estados, enquanto $T1$, $T2$, $T3$ e $T4$ representam as transições.

A tabela 5.1 indica quais as entradas/saídas que estão ligadas (1) ou desligadas (0) em cada estado.

Tabela 5.1 - Estado dos elementos do sistema nos diferentes estados

Estado	Entradas		Saídas	
	Bateria	TEG	Carga 1	Carga 2
$E1$	0	0	0	0
$E2$	1	0	1	1
$E3$	0	1	1	1

A tabela 5.2 demonstra sob que condições são efetuadas as transições presentes na figura 5.5.

Tabela 5.2 - Condição para as transições da máquina de estados do sistema

Transição	Condição
<i>T1</i>	Quando é requisitado o arranque do sistema
<i>T2</i>	Quando a potência do TEG é igual ou superior à potência do sistema (cargas 1 e 2)
<i>T3</i>	Quando a potência do TEG é inferior à potência do sistema
<i>T4</i>	Quando se desliga o sistema

Máquina de Estados para os conversores *Step-Up*

Visto que, os conversores *Step-Up* estão diretamente relacionados com as cargas, um para cada carga, a máquina de estados para estes conversores é a mesma que se encontra representada na figura 5.5, e o que define cada estado e cada transição é o mesmo que se encontra nas tabelas 5.1 e 5.2. Portanto, e para não inserir informação redundante, a máquina de estados dos conversores *Step-Up* é igual à máquina de estados do sistema, substituindo apenas as cargas 1 e 2 das tabelas 5.1 e 5.2 por *Step-Up* 1 e *Step-Up* 2, respetivamente.

Máquina de Estados para o conversor SEPIC

O conversor SEPIC é ligado (1) ou desligado (0) consoante três entradas. Não só pelo facto de o TEG e a bateria se encontrarem ligados (1) ou desligados (0), mas também tendo em conta o estado de carga da bateria (SOC), se este está em 100% (0) ou abaixo desse valor (1).

A figura 5.6 ilustra a máquina de estados que representa o conversor SEPIC.

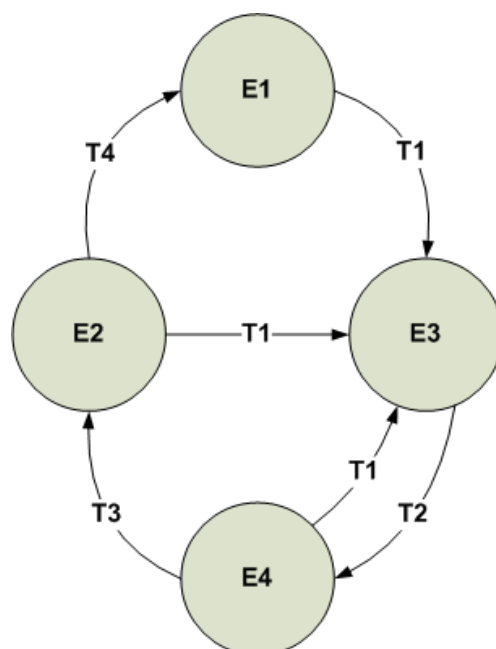


Figura 5.6 - Máquina de estados do conversor SEPIC

A tabela 5.3 indica quais as entradas ativas, bem como a saída (SEPIC) em cada estado.

Tabela 5.3 - Estado dos elementos do SEPIC nos diferentes estados

Estado	Entradas			Saída
	TEG	Bateria	SOC	SEPIC
<i>E1</i>	0	0	0	0
<i>E2</i>	1	0	0	0
<i>E3</i>	0	1	1	0
<i>E4</i>	1	0	1	1

A tabela 5.4 mostra sob que condições são efetuadas as transições presentes na figura 5.6.

Tabela 5.4 - Condição para as transições da máquina de estados do SEPIC

Transição	Condição
<i>T1</i>	Quando se ativa a bateria, o estado de carga da bateria passa a ser menor que 100% e o TEG está inativo
<i>T2</i>	Quando se ativa o TEG, desativando a bateria e o SOC é menor que 100%
<i>T3</i>	Quando o TEG está ativo e o estado de carga da bateria atinge os 100%
<i>T4</i>	Quando o TEG é inativo e estado de carga da bateria é de 100%

Máquina de Estados para o Algoritmo MPPT

Como referido na secção 5.1.2, o algoritmo MPPT apenas faz sentido quando associado ao TEG e quando é requisitado que este funcione no ponto de extração máxima de potência, o que é necessidade quando está a carregar a bateria. Por isso possui duas entradas, o TEG, que pode estar ligado (1) ou desligado (0), e o conversor SEPIC, que também pode estar ativo (1) ou inativo (0).

A figura 5.7 ilustra os estados e transições para o algoritmo MPPT.

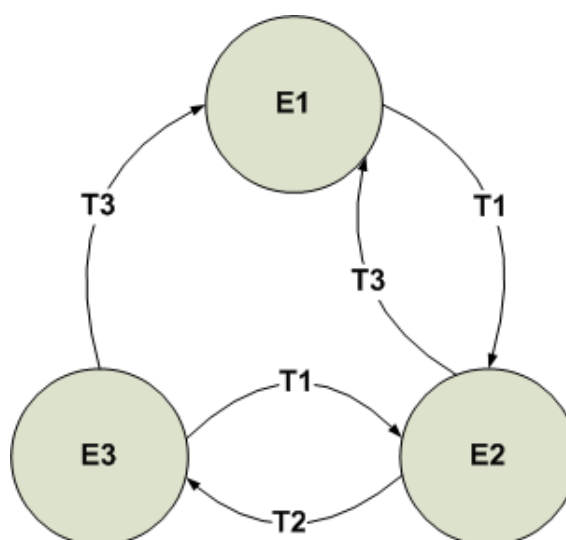


Figura 5.7 - Máquina de estados para o algoritmo MPPT

Por sua vez, a tabela 5.5 indica qual a relação entre as entradas e saída em cada estado.

Tabela 5.5 - Estado dos elementos do algoritmo MPPT nos diferentes estados

Estado	Entradas		Saída
	TEG	SEPIC	MPPT
<i>E1</i>	0	0	0
<i>E2</i>	1	0	0
<i>E3</i>	1	1	1

A tabela 5.6 enuncia as condições para as transições ilustradas na figura 5.7.

Tabela 5.6 - Condição para as transições da máquina de estados do MPPT

Transição	Condição
<i>T1</i>	Quando se ativa o TEG, no entanto o SEPIC está inativo
<i>T2</i>	Quando se ativa o SEPIC e o TEG, necessariamente, continua ativo
<i>T3</i>	Quando ambas as entradas estão desativadas

5.3 - Simulações

Após descrever o comportamento do sistema numa perspetiva geral e nas suas diferentes partes, é necessário estudar e validar os métodos de controlo adotados com recurso a ferramentas digitais. Este projeto contempla duas alternativas para a ferramenta de simulação, *LTSPICE IV* e *PSIM 9.1.3*, por isso apresentam-se simulações de ambas as ferramentas.

A grande diferença entre as duas ferramentas é o facto de o *LTSPICE IV* fornecer integrados que se encarregam do controlo dos conversores, enquanto no *PSIM 9.1.3* esse controlo é feito por intermédio de blocos disponibilizados pelo programa.

Conversor *Step-Up*

Como referido no capítulo 4, o sistema apresenta um conversor *Step-Up* para cada uma das cargas (1 e 2), por isso nesta secção apresentam-se as simulações para ambos os conversores.

Carga 1

Com o *LTSPICE IV* o esquema elétrico para a carga 1 encontra-se ilustrado na figura 5.8.

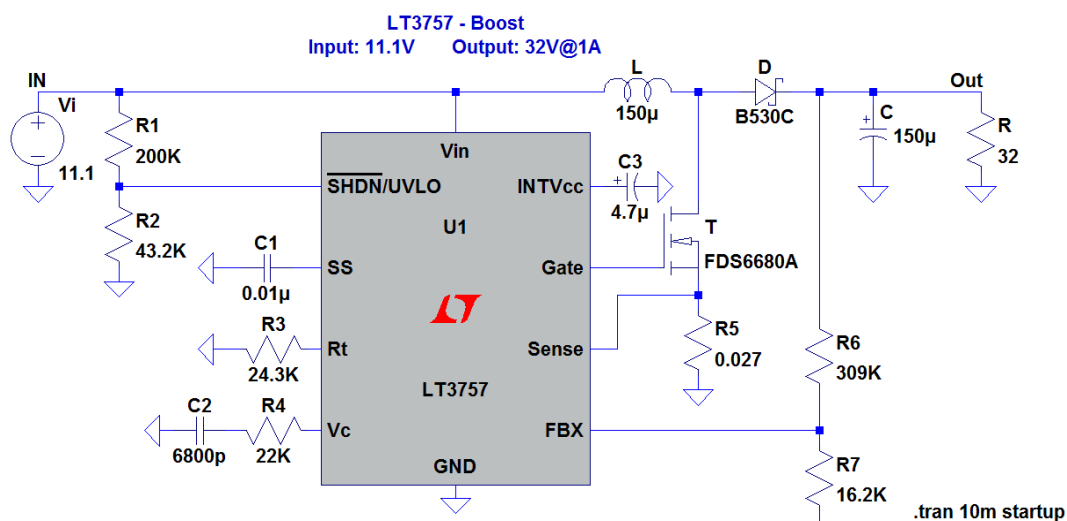


Figura 5.8 - Carga 1, esquema desenvolvido no LTSPICE IV

O integrado utilizado para controlar o conversor *Step-Up* é o LT3757, como comprova a figura 5.8, que se encontra detalhado no capítulo 6.

O resultado das formas de onda para a corrente e tensão para este conversor encontram-se ilustradas na figura 5.9.

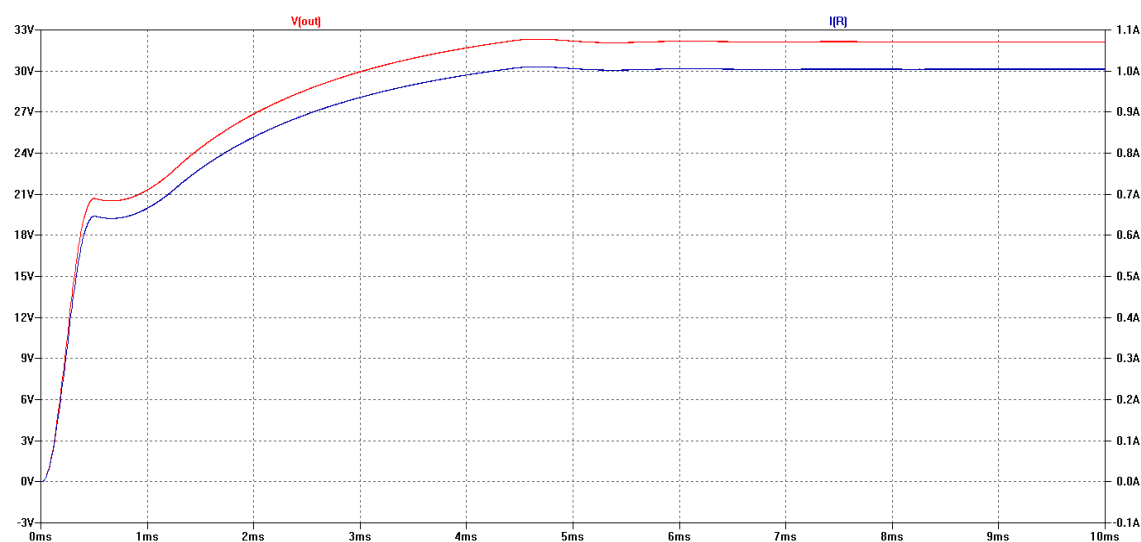


Figura 5.9 - Carga 1, tensão e corrente à saída no LTSPICE IV

Através da figura 5.9 constata-se que, tanto a tensão como a corrente atingem o valor de referência após um período de tempo de *5ms*, aproximadamente. Também é importante realçar que o traçado das formas de onda, praticamente, não ultrapassa o valor de referência (*overshoot*), nem sofre quebras durante o regime transitório (*undershoot*).

Para a ferramenta *PSIM*, o esquema desenvolvido encontra-se ilustrado na figura 5.10.

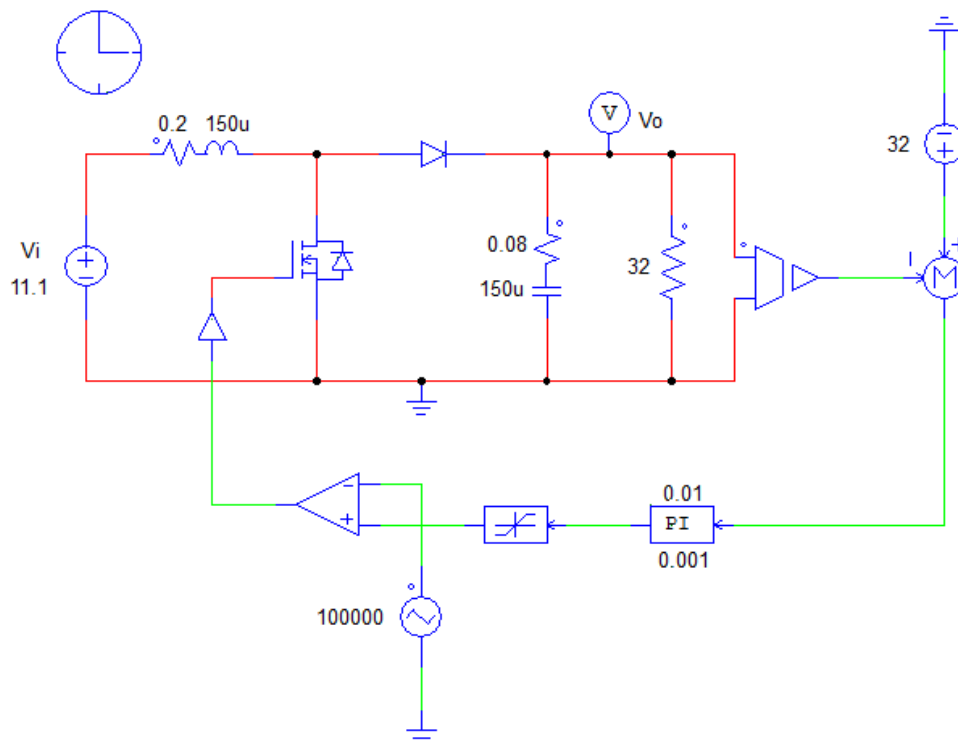


Figura 5.10 - Carga 1, esquema desenvolvido em *PSIM*

Na figura 5.10, o traçado a vermelho representa a parte de potência e o traçado a verde representa a parte de controlo. Baseado no que foi referido na secção 5.1.1, o controlo do conversor *Step-Up* é realizado a partir de um sinal de erro entre a referência, neste caso é 32, e o valor medido à saída do conversor. Esse sinal passa por um bloco PI e, posteriormente, é comparado com uma onda dente de serra, o que resulta no sinal de comando para o interruptor de potência.

De notar que, aos elementos passivos, bobina e condensador, é colocado em série uma resistência, que representa o elemento parasita desses componentes, assim a simulação aproxima-se da realidade.

Assim, o resultado deste circuito encontra-se ilustrado na figura 5.11.

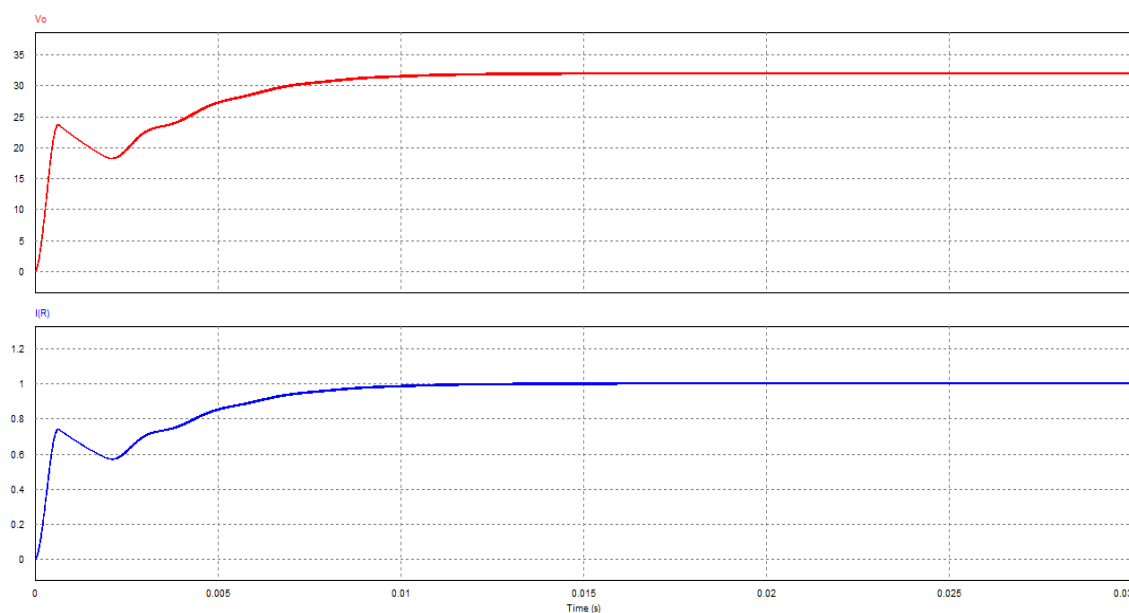


Figura 5.11 - Carga 1, tensão e corrente à saída no *PSIM*

Na figura 5.11, o traçado vermelho refere-se à tensão de saída do conversor e azul à corrente de saída. Ambas as formas de onda atingem o valor de referência passado $10ms$, aproximadamente. As duas formas apresentam um pequeno pico inicial, mas que não prejudica o funcionamento do conversor, pois não ultrapassa o valor de referência.

Carga 2

O conversor *Step-Up* da carga 2 é praticamente idêntico ao da carga 1, apenas mudando o valor dos componentes passivos e, portanto, da bobina, condensador e carga. Logo, é expectável que os resultados sejam muito idênticos.

O esquema elétrico desenvolvido em *LTSPICE* encontra-se ilustrado na figura 5.12.

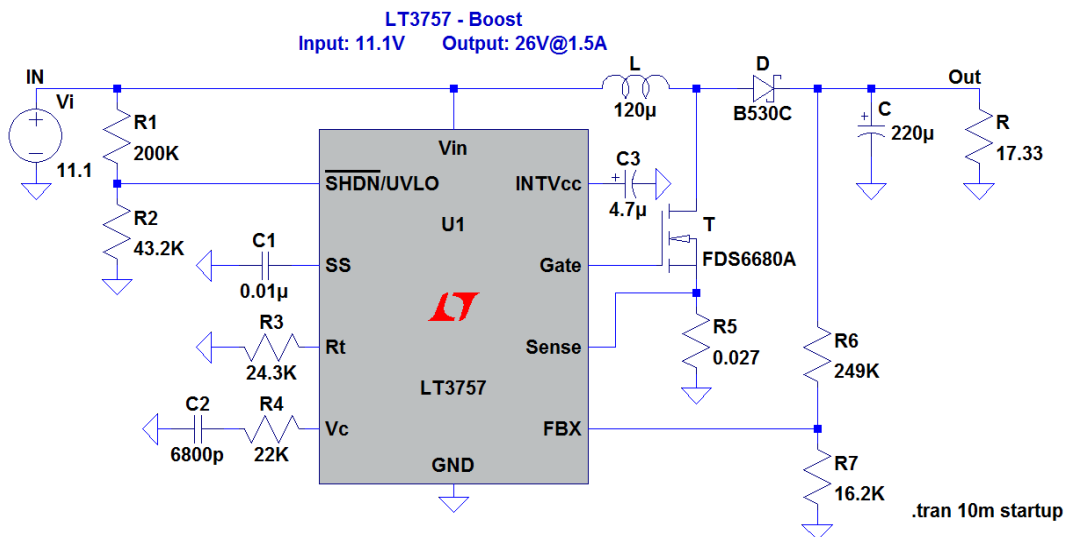


Figura 5.12 - Carga 2, esquema desenvolvido no LTSPICE IV

Os resultados para as formas de onda da tensão e corrente são as representadas na figura 5.13.

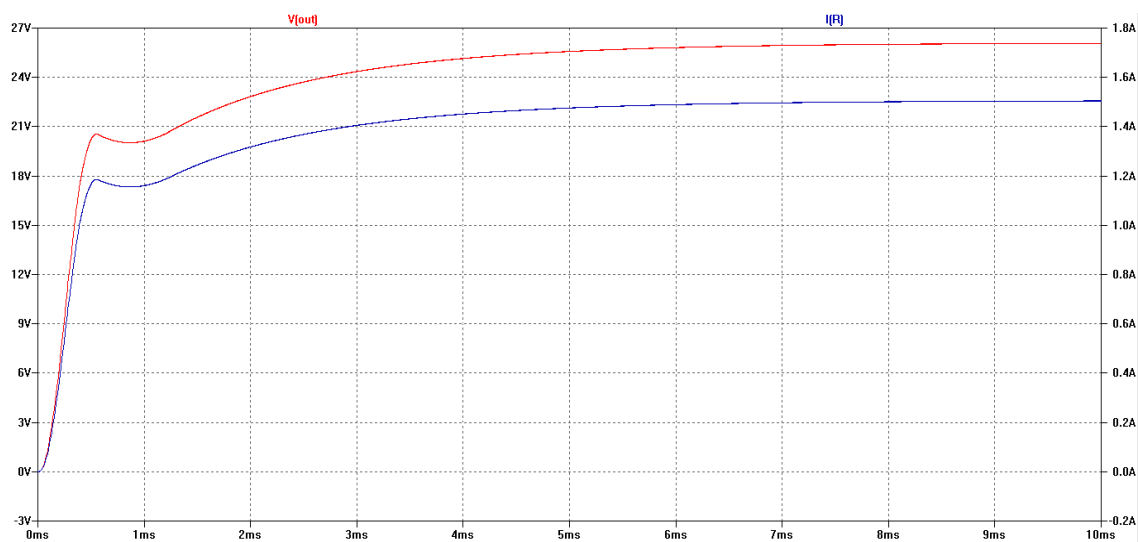


Figura 5.13 - Carga 2, tensão e corrente à saída no LTSPICE IV

Pela figura 5.13 conclui-se que, o resultado para carga 2 é bastante idêntico ao da carga 1, no entanto para esta carga o período de transição até o valor de referência ser atingido é ligeiramente superior, aproximadamente $8ms$, e não apresenta problemas de *overshoot* e *undershoot* relativamente à referência.

Da mesma forma do que o LTSPICE, o esquema elétrico desenvolvido no PSIM para esta carga também é idêntica à carga 1, alterando apenas os valores dos componentes passivos. A figura 5.14 ilustra esse esquema desenvolvido em ambiente PSIM.

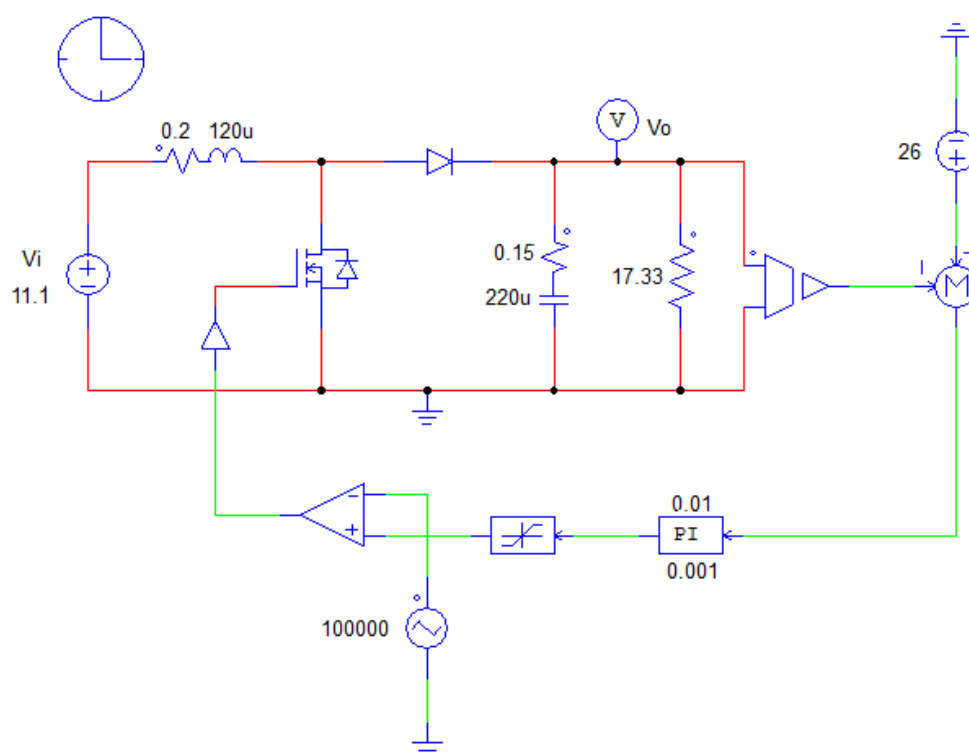


Figura 5.14 - Carga 2, esquema desenvolvido em *PSIM*

No esquema deste conversor também estão associados os elementos parasitas aos componentes passivos e em relação ao conversor da carga 1, altera o valor dos componentes passivos, bobina, condensador e carga, e o valor de referência para o controle.

Então, o resultado para este conversor encontra-se ilustrado na figura 5.15.

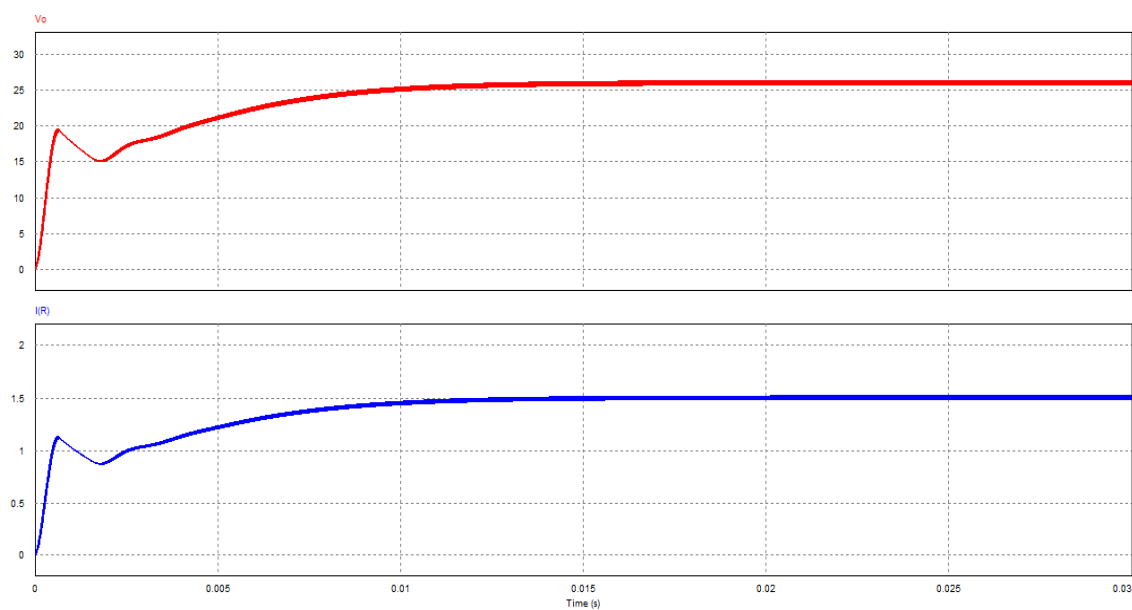


Figura 5.15 - Carga 2, tensão e corrente à saída no *PSIM*

Na figura 5.15, a forma de onda da tensão é o traçado vermelho e a forma de onda da corrente é o traçado azul.

O período de tempo que a saída demora a atingir o valor de referência é ligeiramente superior ao da carga 1, figura 5.11, o que também se conclui no *LTSPICE*, esse período de transição para esta carga é de $15ms$, aproximadamente.

O ligeiro *overshoot* verificado inicialmente não é prejudicial ao comportamento do conversor, da mesma forma que na carga 1.

Conversor SEPIC

A análise teórica ao conversor SEPIC também foi efetuada através do *LTSPICE IV* e do *PSIM* 9.1.3.

No *LTSPICE*, o integrado escolhido responsável pelo controlo do conversor é o LT1513, como ilustra a figura 5.16.

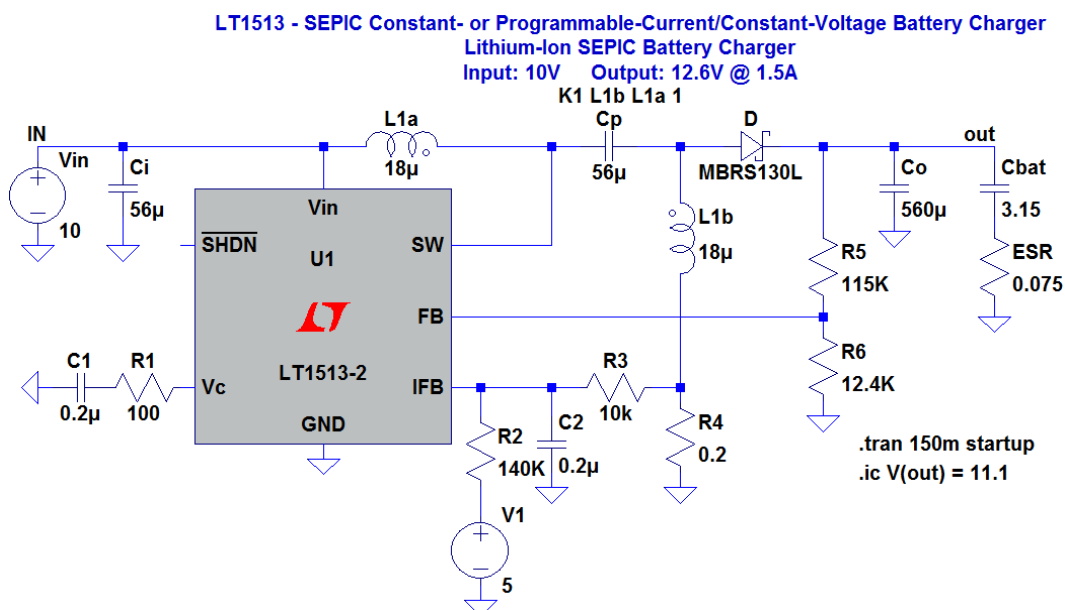


Figura 5.16 - SEPIC, esquema desenvolvido no *LTSPICE IV*

A análise detalhada deste circuito encontra-se no capítulo 6. No entanto pela figura 5.16, é possível constatar que os valores dos componentes passivos estão de acordo com o dimensionamento efetuado, figura 4.42.

O resultado para a tensão e corrente de saída encontra-se ilustrado na figura 5.17.

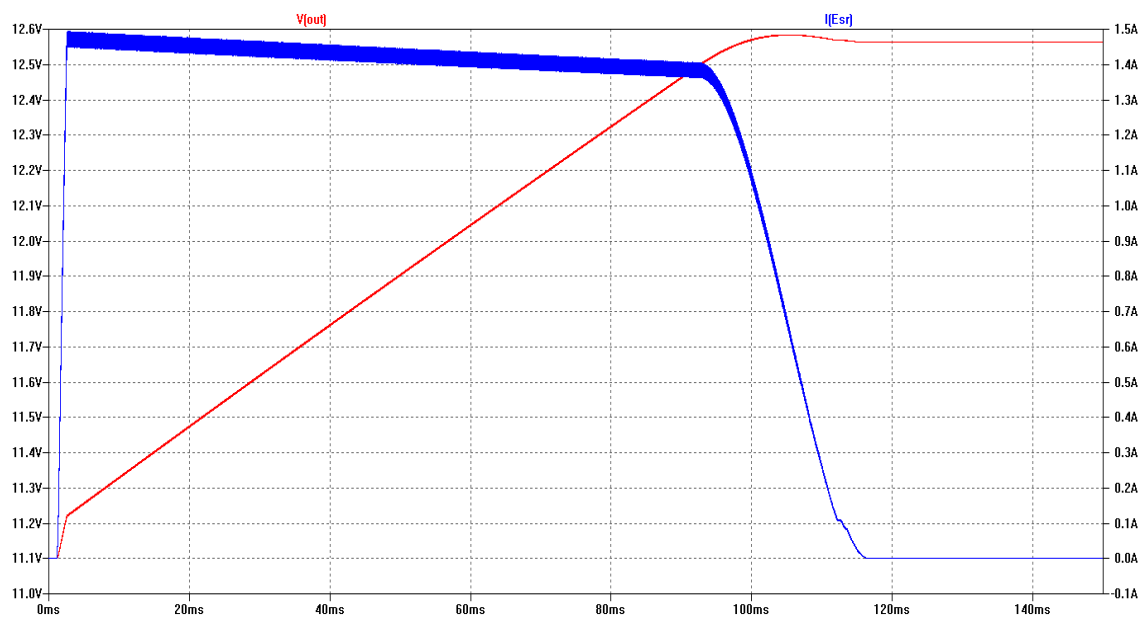


Figura 5.17 - SEPIC, tensão e corrente à saída no LTSPICE IV

Pela análise da figura 5.17 conclui-se que, a saída do conversor respeita o perfil de carga da bateria, capítulo 3, que é o grande objetivo deste conversor. Os estágios do perfil de carga da bateria, figura 3.17, estão presentes nas formas de onda da figura 5.17, sendo que a tensão à saída (traçado vermelho) atinge o valor pretendido sem qualquer *overshoot*, o que é importante na carga das baterias, no entanto este integrado limita a corrente de carga (traçado azul) a $1.5A$, o que traz como consequência um maior período de tempo para carga da bateria.

O esquema elétrico desenvolvido em ambiente *PSIM* para o conversor SEPIC encontra-se representado na figura 5.18.

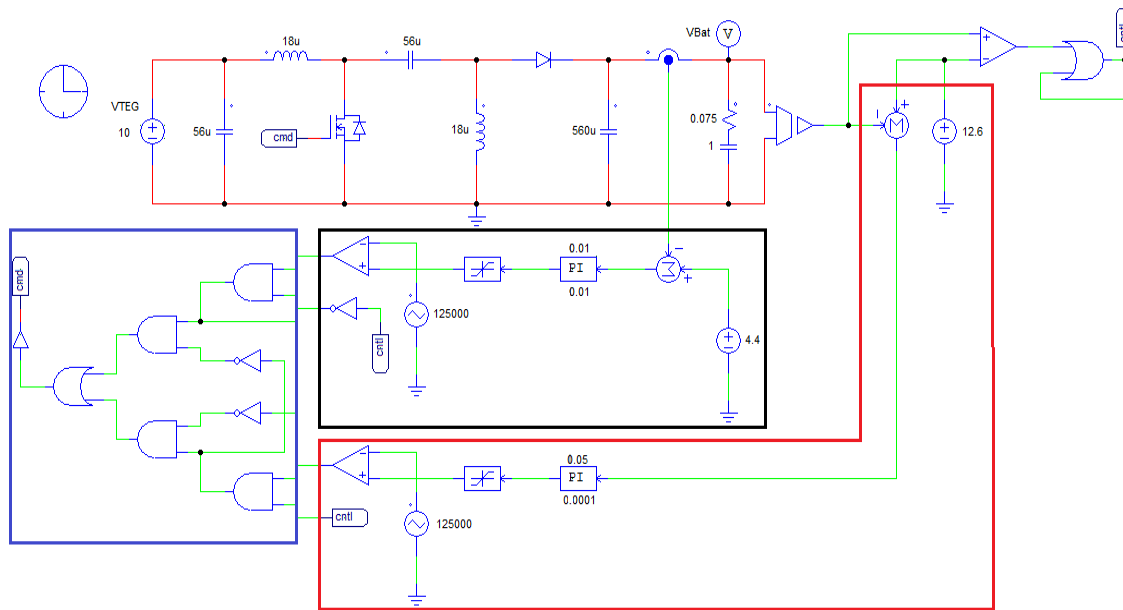


Figura 5.18 - SEPIC, esquema desenvolvido em PSIM

Para simular a bateria, saída do conversor SEPIC, é colocado o condensador de elevada capacidade e uma resistência em série, que é dada pela *datasheet* da mesma [51], figura 5.18.

A parte de controlo (traçado verde) divide-se em duas fases. Primeiro, o controlo é efetuado com corrente constante até atingir a tensão de referência, limite a preto. Posteriormente, o controlo passa por manter a tensão constante diminuindo a corrente, limite a vermelho, respeitando desta forma os estágios do perfil de carga da bateria, capítulo 3. A comutação entre as duas fases é feita a partir das comparações do limite a azul, tendo em conta a tensão de saída.

O resultado deste esquema encontra-se ilustrado na figura 5.19.

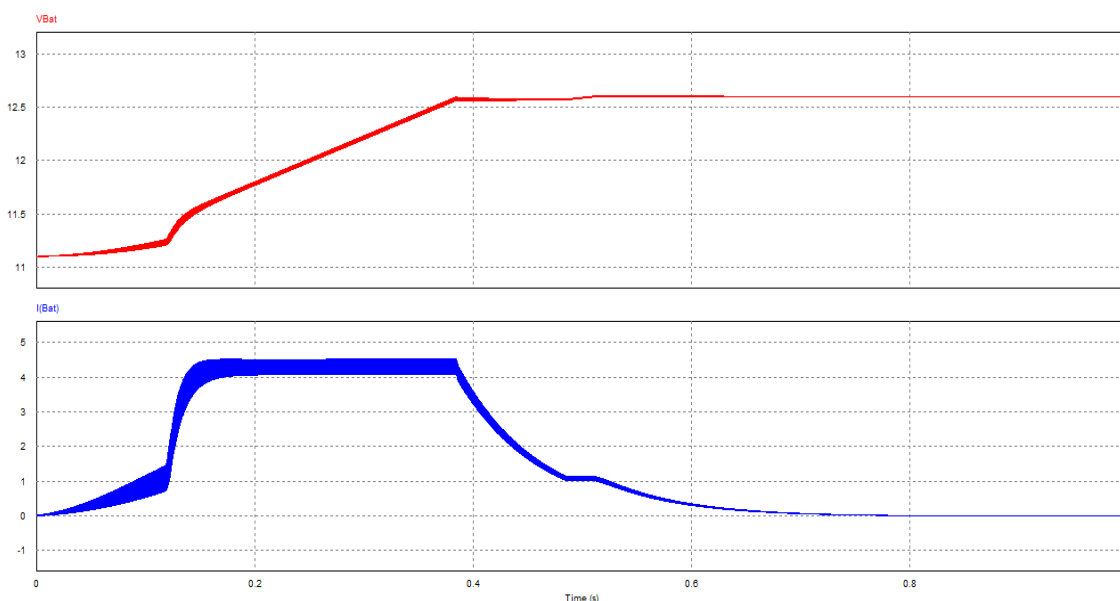


Figura 5.19 - SEPIC, tensão e corrente à saída no PSIM

Pelas formas de onda, figura 5.19, conclui-se que a tensão à saída (traçado a vermelho) está de acordo com o especificado no capítulo 3 e atinge o valor pretendido para a carga da bateria. A corrente de carga tem o valor recomendável pela *datasheet* [51], 4.4A, e os estágios são respeitados como estudado no capítulo 3.

Capítulo 6

Implementação e Resultados Finais

6.1 - Implementação

Para a implementação deste projeto foram concebidas duas placas de circuito impresso - PCB (*Printed Circuit Board*), uma relativa aos integrados (LT1513 e LT3757) simulados com o *LTSPICE* no capítulo 5 e outra onde os conversores são controlados por um microcontrolador, de modo a comparar resultados experimentais, do mesmo modo que se procedeu com as simulações (capítulo 5).

6.1.1 - PCB - Circuitos Integrados

Os elementos base que constituem esta PCB, além dos elementos passivos e ativos dos conversores, encontram-se enunciados na tabela 6.1, bem como o objetivo inerente a cada elemento.

Tabela 6.1 - PCB - Circuitos Integrados, elementos base

Elemento	Objetivo
LT1513	Controlar o conversor SEPIC.
LT3757	Controlar os conversores <i>Step-Up</i> .
Microcontrolador	Controlar qual a entrada ativa (Bateria ou TEG) e quando ativa o SEPIC, caso o TEG esteja ativo.
Regulador de Tensão	Alimentar o circuito de controlo com 5V .
Transístor PMOS	Ligar/desligar uma entrada.
Resistências de <i>Sensing</i>	Condicionamento de sinal das tensões e correntes para o microcontrolador efetuar leituras.
Amplificador de Corrente	Amplificação da corrente num sinal em tensão para o microcontrolador efetuar leituras.

LT1513

Como referido na tabela 6.1, o LT1513 tem o objetivo de controlar o conversor SEPIC e, para isso, é necessário respeitar as ligações inerentes a este integrado, ilustradas na figura 5.18.

A figura 6.1 representa os pinos que compõem o LT1513.

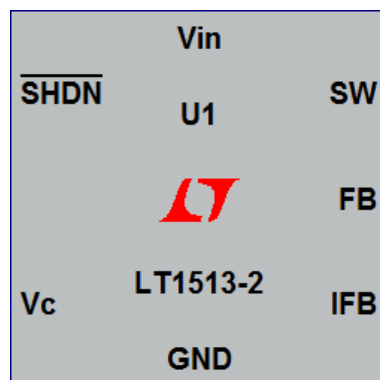


Figura 6.1 - PCB - Circuitos Integrados, configuração do LT1513

V_c (pino 1)

Chamado pino de compensação é principalmente utilizado para a compensação da frequência, mas também pode ser utilizado para arranques suaves (*soft-start*, em inglês) ou limitar a corrente.

FB (pino 2)

Pino de *feedback* da tensão de saída, utilizado para obter a tensão de saída através de duas resistências para comparar com um valor de referência $1.245V$, ajustando as resistências envolvidas define-se qual o valor de tensão que se pretende à saída.

IFB (pino 3)

Pino de *feedback* da corrente de saída, utilizado para controlar a corrente de carga enquanto a tensão de saída não atinge a referência pretendida.

GND (pino 4)

Massa do integrado que liga ao plano de massa da PCB.

SW (pino 5)

Pino de comutação, na sua saída encontra-se ligado o coletor do interruptor de potência. Este integrado contém um interruptor de potência interno.

SHDN (pino 6)

Este pino pode ser utilizado para desativar o integrado ou alterar a frequência de comutação do interruptor de potência, bastando para isso colocar neste pino uma onda quadrada com a frequência desejada.

Vin (pino 7)

Este pino é conectado à entrada do conversor.

LT3757

Sendo o objetivo deste integrado controlar o conversor *Step-Up*, tabela 6.1, é fundamental respeitar os requisitos inerentes ao mesmo. Assim, é apresentado na figura 6.2 a configuração do LT3757 e, de seguida, é feita uma abordagem aos pinos que o compõem.

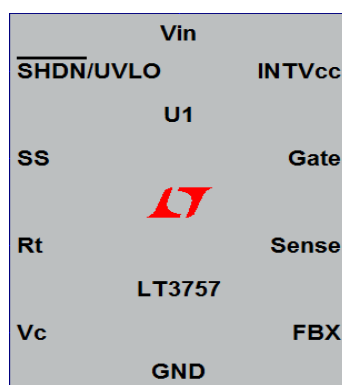


Figura 6.2 - PCB - Circuitos Integrados, configuração LT3757

Vc (pino 1)

Pino de compensação do erro, utilizado para estabilizar a malha de controlo da tensão.

FBX (pino 2)

Pino de feedback da tensão de saída, utilizado para obter a tensão de saída a partir de duas resistências.

SS (pino 3)

Pino de arranque suave (*soft-start*). O *soft-start* é definido através da ligação de um condensador a este pino.

Rt (pino 4)

Pino de ajuste da frequência de comutação do interruptor de potência com a ligação de uma resistência.

Sense (pino 5)

Pino de feedback da corrente para a malha de controlo, ligado entre a *source* do interruptor de potência e uma resistência que, por sua vez, encontra-se ligada à massa.

Gate (pino 6)

Pino que liga à gate do interruptor de potência, responsável por gerar o sinal de comando que controla o mesmo.

INTVcc (pino 7)

Pino de alimentação do integrado, o seu valor nunca pode exceder os 17.5V .

SHDN/UVLO (pino 8)

Pino para desativar integrado ou detetar tensões demasiado baixas na entrada, o que leva à desativação do integrado.

Vin (pino 9)

Pino conectado à entrada do conversor.

GND (pino 10)

Massa do integrado que liga ao plano de massa da PCB.

Microcontrolador

Nesta PCB o microcontrolador tem o objetivo de controlar qual entrada (Bateria ou TEG) está ativada e a alimentar os conversores, tendo em conta os valores lidos pelos ADC's e atuando nos transístores PMOS através de uma saída digital, que ativa/desativa a Bateria/TEG. Quando o TEG está ativo também determina se é necessário ligar ou desligar o conversor SEPIC, atuando no pino 6 do LT1513.

A figura 6.3 ilustra as ligações base do microcontrolador nesta PCB.

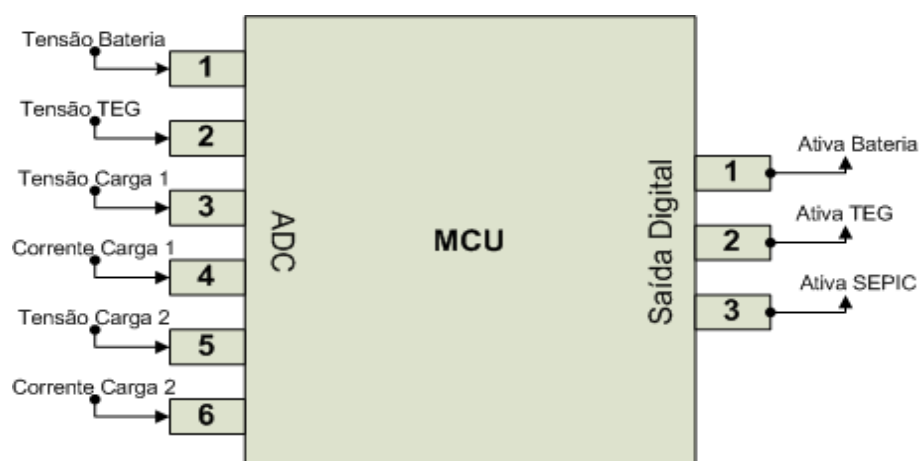


Figura 6.3 - PCB - Circuitos Integrados, ligações do microcontrolador

O código desenvolvido para este microcontrolador segue uma sequência representada no fluxograma da figura 6.4.

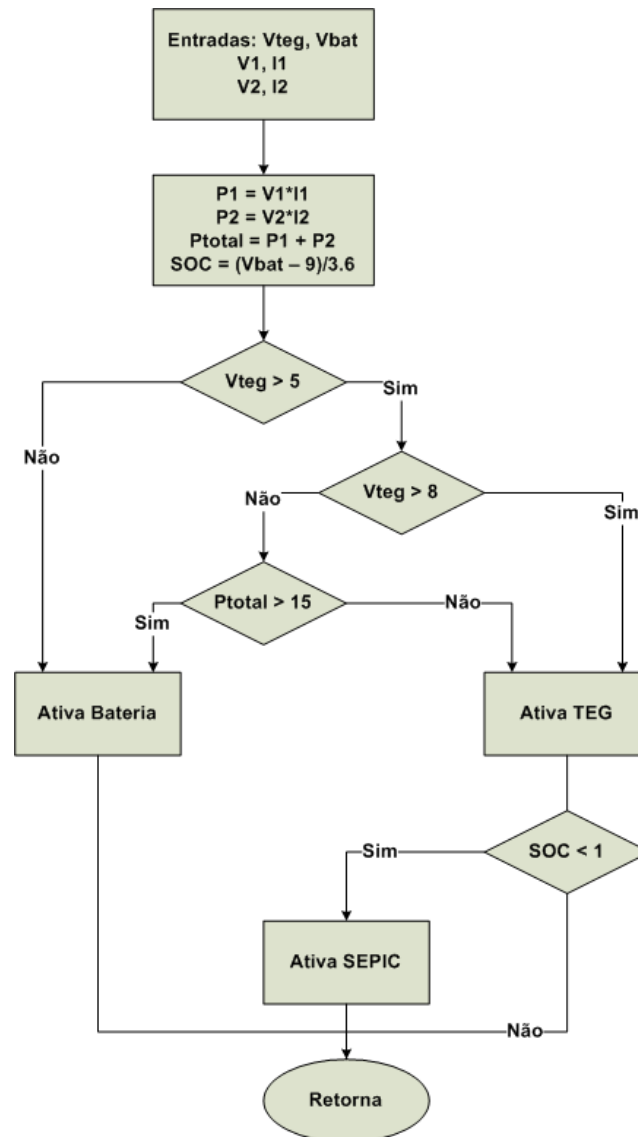


Figura 6.4 - PCB - Circuitos Integrados, fluxograma do código do microcontrolador

Na figura 6.4:

- V_{TEG} - Tensão do TEG.
- V_{BAT} - Tensão da bateria.
- V_1 - Tensão da carga 1.
- I_1 - Corrente da carga 1.
- V_2 - Tensão da carga 2.
- I_2 - Corrente da carga 2.
- P_1 - Potência da carga 1.
- P_2 - Potência da carga 2.
- P_{TOTAL} - Potência do sistema.
- SOC - Estado de carga da bateria.

6.1.2 - PCB - Microcontrolador

Em comparação com a outra PCB, esta tem a particularidade do controlo dos conversores ser realizado a partir do microcontrolador, portanto a principal diferença nos elementos base desta PCB, tabela 6.2, em comparação com a anterior, é o facto de esta não necessitar dos integrados LT1513 e LT3757 para a sua conceção.

Tabela 6.2 - PCB - Microcontrolador, elementos base

Elemento	Objetivo
Microcontrolador	Determinar qual a entrada ativa (Bateria ou TEG), quando ativa o SEPIC, caso o TEG esteja ativo, e controlar os transístores dos conversores.
Regulador de Tensão	Alimentar o circuito de controlo com 5V .
Transístor PMOS	Ligar/desligar uma entrada.
Driver	Gerar sinal de comando para o transístor do conversor.
Resistências de <i>Sensing</i>	Condicionamento de sinal das tensões e correntes para o microcontrolador efetuar leituras.
Amplificador de Corrente	Amplificação da corrente num sinal em tensão para o microcontrolador efetuar leituras.

Microcontrolador

Nesta PCB, o funcionamento do microcontrolador, em relação à anterior, apenas acrescenta a geração de sinais de comando PWM para os interruptores de potência dos conversores.

Assim, as ligações do microcontrolador encontram-se representadas na figura 6.5.

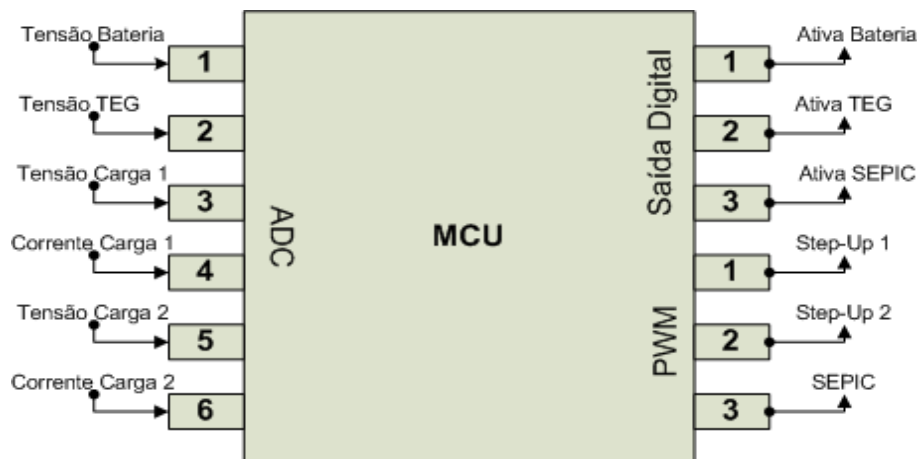


Figura 6.5 - PCB - Microcontrolador, ligações do microcontrolador

O código desenvolvido para este microcontrolador contempla duas partes. A primeira é seleção da entrada para o sistema e a segunda é o controlo dos conversores envolvidos, através dos sinais PWM assinalados na figura 6.5.

Para a primeira parte, o fluxograma do código é igual ao da figura 6.4, pelo que não é relevante acrescentar nesta secção informação redundante.

Para a segunda parte, o código pode-se dividir em dois fluxogramas, um relativo aos conversores *Step-Up* e o outro relativo ao conversor SEPIC.

Para os conversores *Step-Up* o fluxograma encontra-se ilustrado na figura 6.6.

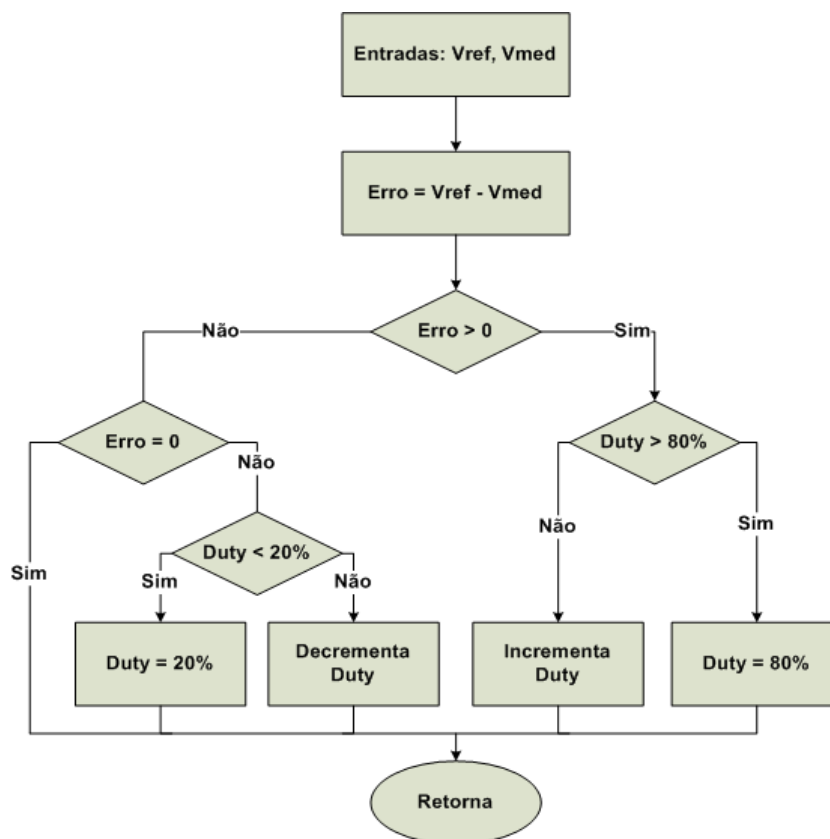


Figura 6.6 - PCB - Microcontrolador, fluxograma do código para o *Step-Up*

Na figura 6.6:

- V_{ref} - Tensão de referência para carga 1 e 2.
- V_{med} - Tensão medida à saída do *Step-Up* 1 e 2.
- *Duty* - *Duty-cycle* dos sinais PWM para o *Step-Up* 1 e 2.

Para o conversor SEPIC o fluxograma encontra-se representado na figura 6.7.

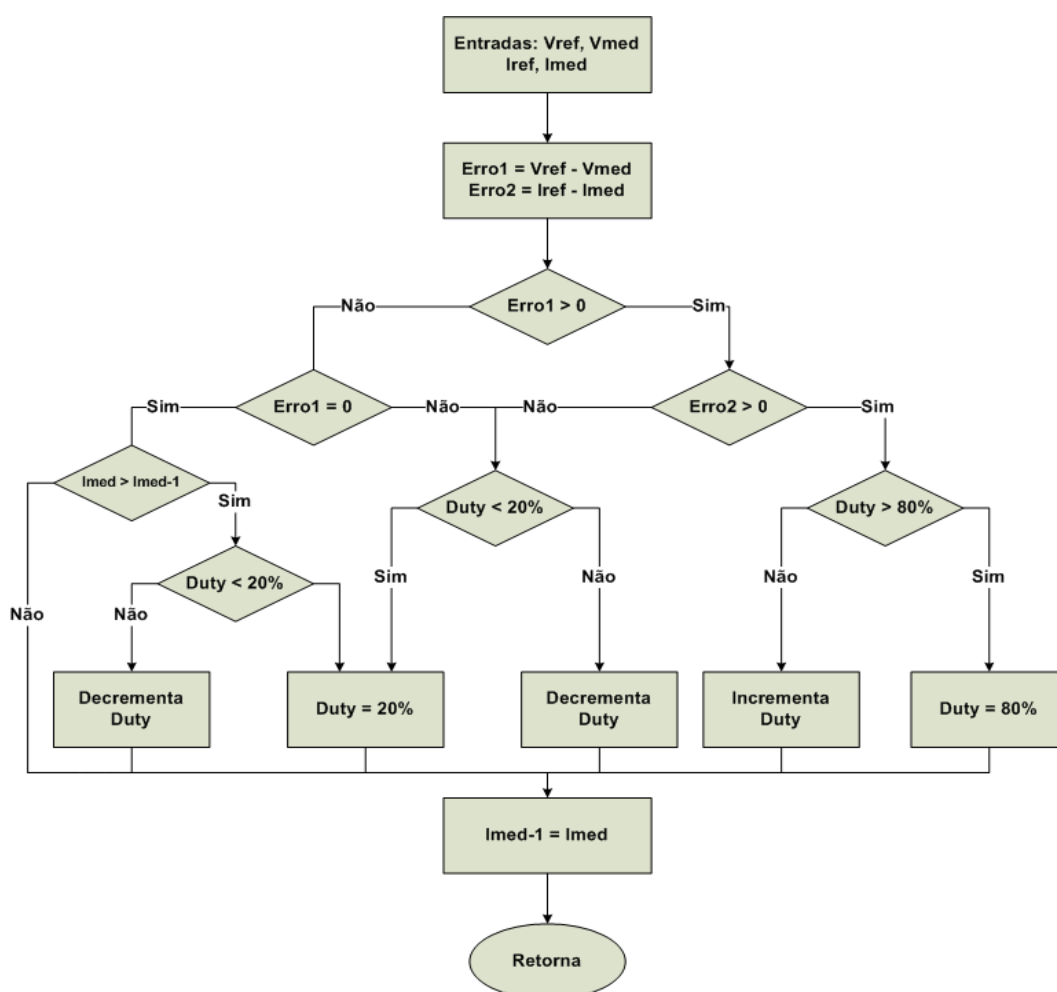


Figura 6.7 - PCB - Microcontrolador, fluxograma do código para o SEPIC

Na figura 6.7:

- V_{ref} - Tensão de carga de referência da bateria.
- V_{med} - Tensão medida à saída do SEPIC.
- I_{ref} - Corrente de carga de referência da bateria.
- I_{med} - Corrente medida à saída do SEPIC.

- I_{med-1} - Corrente medida na iteração anterior.
- *Duty* - *Duty-cycle* do sinal PWM para o SEPIC.

6.2 - Resultados Finais

A validação das tecnologias desenvolvidas passa por estudar o comportamento das mesmas em condições desfavoráveis, como a variação da carga durante o seu normal funcionamento. Por isso, para as duas placas desenvolvidas apresentam-se vários resultados tendo em conta a variação da saída dos conversores.

6.2.1 - PCB - Circuitos Integrados

Conversor *Step-Up*

Para a validação do funcionamento dos conversores *Step-Up*, dimensionamento e controlo, apresentam-se quatro situações diferentes:

- Arranque com carga a 100% .
- Arranque sem carga.
- Variação na carga, em regime permanente, de 100% para 50% / 66% .
- Variação na carga, e regime permanente, de 50% / 66% para 100% .

Carga 1

O arranque com carga 1 completa encontra-se representado na figura 6.8, onde o traçado amarelo representa a corrente de saída e o traçado a roxo a tensão de saída, assim é para todas as figuras nesta secção.

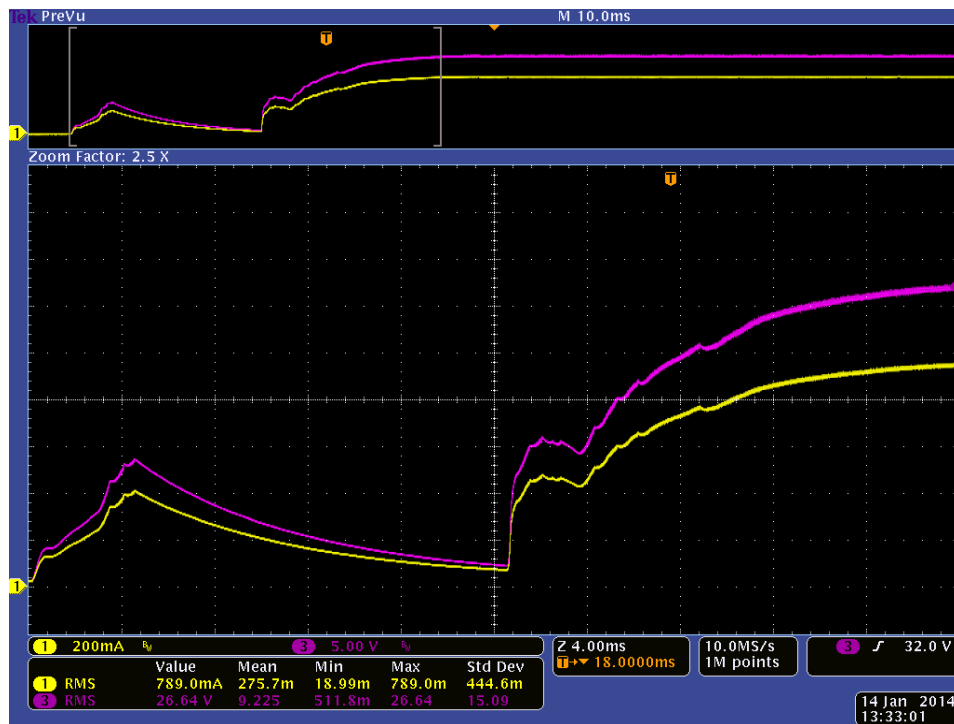


Figura 6.8 - PCB - Circuitos Integrados, arranque com carga 1 em 100%

Pela figura 6.8, o tempo de transição até a saída atingir o regime permanente é de $40ms$. Da mesma forma que na simulação a resposta não possui *overshoot* relevante, no entanto no momento inicial a forma de onda sofre um *undershoot* considerável, recuperando rapidamente e estabelecendo a saída nos valores de referência.

Por outro lado, a figura 6.9 ilustra o arranque deste conversor, mas sem carga à saída.

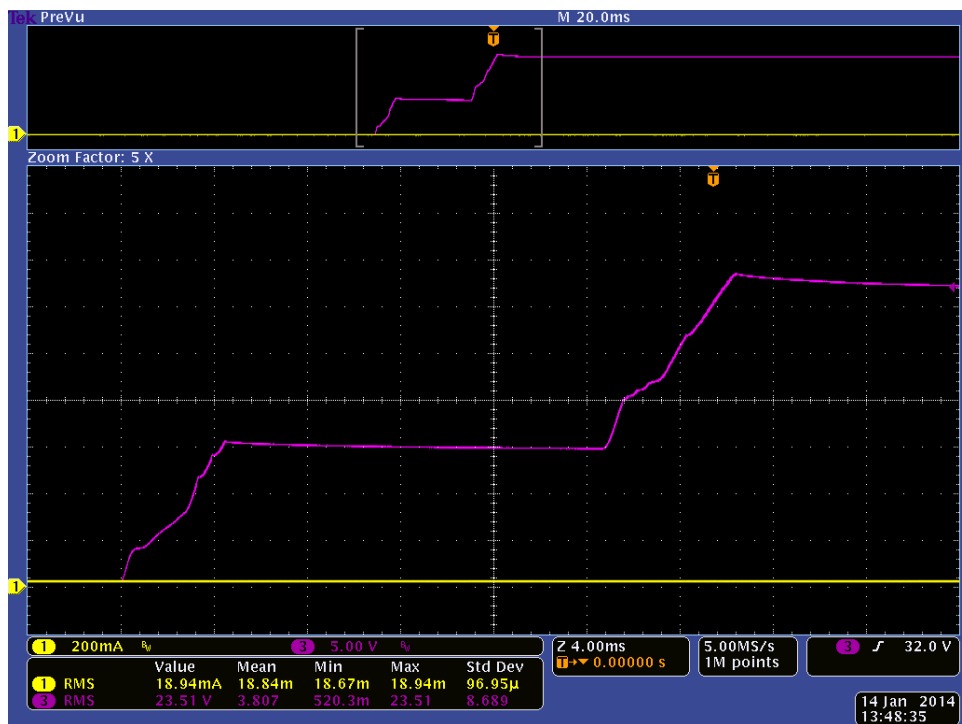


Figura 6.9 - PCB - Circuitos Integrados, arranque sem carga 1

Pela figura 6.9, retirando a carga a saída o conversor demora $28ms$, aproximadamente, para atingir o regime permanente. De notar que, o integrado tem um período de atuação na ordem dos $16ms$, o que provoca o bloqueio da resposta, por esse período de tempo, num valor abaixo da referência e que explica o *undershoot* verificado na figura 6.8 no momento inicial.

Após a análise do arranque do integrado, é relevante estudar também o seu comportamento com variações na carga 1 após atingir o regime permanente.

A figura 6.10 ilustra as formas de onda à saída para uma variação na carga 1 de 100% para 66% .



Figura 6.10 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga 1 de 100% para 66%

Com uma variação na carga 1 de 100% para 66% , a corrente de saída passa de 1A para 0.66A e a figura 6.10 comprova isso mesmo. Essa passagem é feita de uma forma bastante rápida ($<10\mu s$) e sem *overshoot* e/ou *undershoot*.

Desta forma, a variação de 66% para 100% encontra-se representada na figura 6.11.

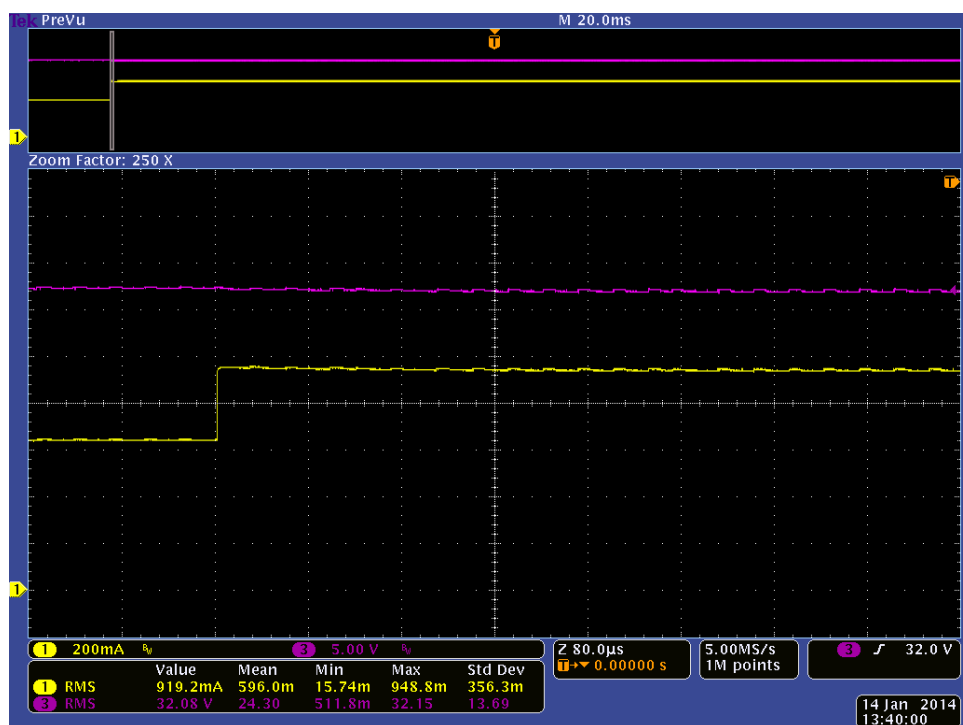


Figura 6.11 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga 1 de 66% para 100%

Pela figura 6.11, a resposta do sistema para esta variação é muito boa, o período de tempo é bastante menor que $10\mu s$, não contém *overshoot* e/ou *undershoot* e a corrente de saída aumenta para o valor pretendido sem que o valor da tensão se altere, o que revela uma boa resposta para esta variação na carga 1.

Carga 2

A análise para a carga 2 segue os mesmos passos do que a carga 1, assim a figura 6.12 ilustra o arranque com carga 2 em 100%.

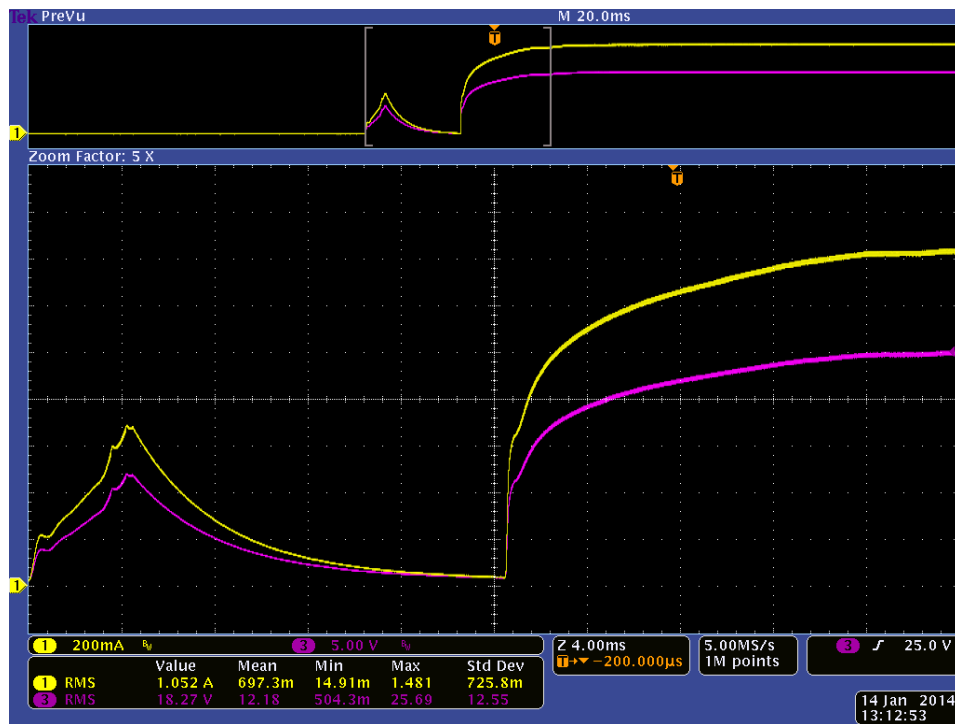


Figura 6.12 - PCB - Circuitos Integrados, arranque com carga 2 em 100%

Da mesma forma que na carga 1, o tempo de transição para a carga 2 é de $40ms$ e também sofre um *undershoot* considerável inicialmente, devido ao tempo de resposta do integrado.

A figura 6.13 ilustra o arranque com a carga 2 em 0% , ou seja, sem carga 2.

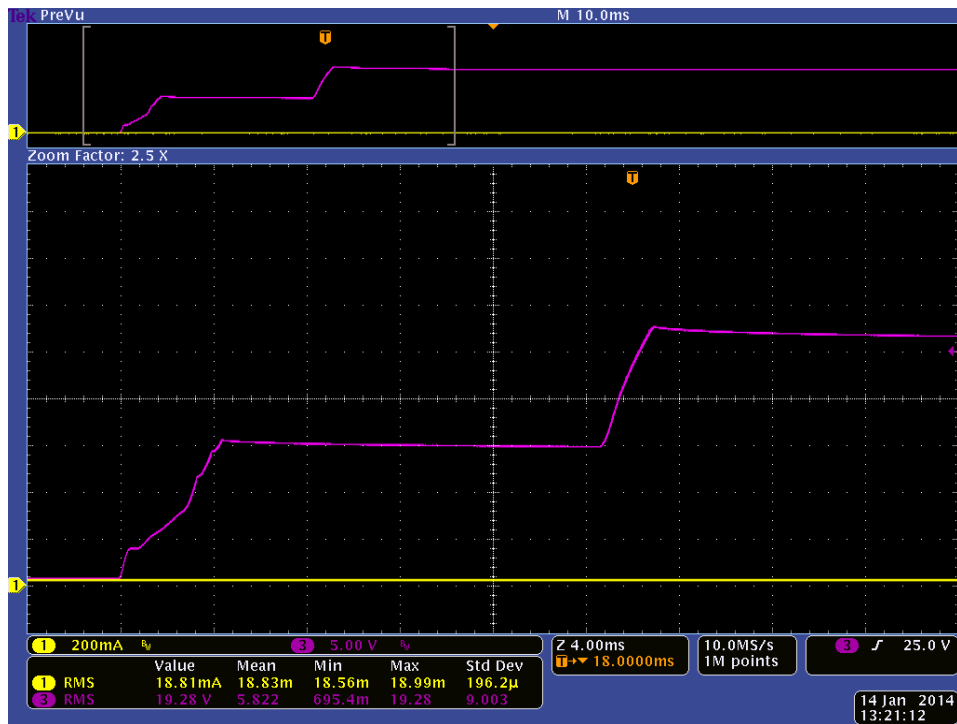


Figura 6.13 - PCB - Circuitos Integrados, arranque sem carga 2

Sem carga, o conversor comporta-se da mesma forma que o conversor da carga 1, como comprova a figura 6.9 e 6.13. O motivo dessa semelhança é pelo simples facto do que o integrado utilizado para ambos os conversores é o mesmo (LT3757).

Para uma variação na carga 2 de 100% para 50%, a resposta do conversor encontra-se ilustrada na figura 6.14.

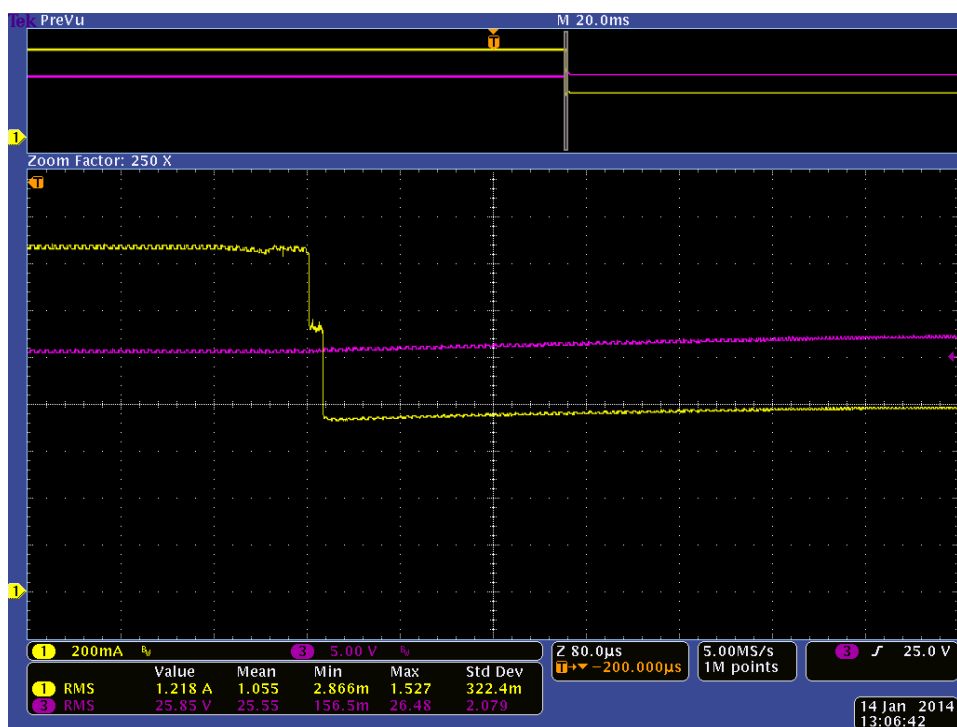


Figura 6.14 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga 2 de 100% para 50%

A resposta do conversor a esta variação também é bastante boa, no entanto para esta carga o período de transição é de $15\mu s$, aproximadamente, a tensão de saída sofre uma pequena alteração, que pode ser desprezada, e a corrente de saída também sofre um pequeno *overshoot* e *undershoot*, desprezável, até estabilizar no valor pretendido ($0.75A$).

Resta agora analisar a variação da carga 2 de 50% para 100%, que se encontra ilustrada na figura 6.15.

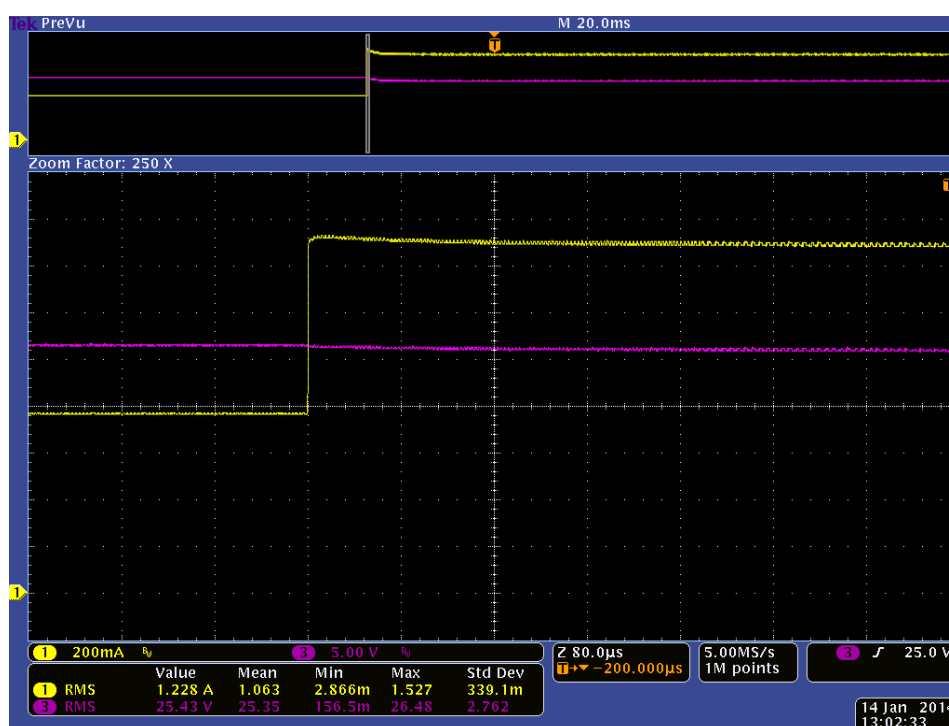


Figura 6.15 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga 2 de 50% para 100%

Analisando a figura 6.15, constata-se que a resposta do conversor a esta variação é praticamente instantânea. Apenas de salientar a pequena alteração no valor da tensão, como se verifica na variação de 100% para 50%, e o pequeno *overshoot* na corrente até atingir o valor de referência ($1.5A$).

Conversor SEPIC

A análise do conversor SEPIC é semelhante à análise efetuada para os conversores *Step-Up*, no entanto sendo a carga deste conversor a bateria, esta não sofre variações

consideráveis durante o funcionamento do conversor SEPIC. Por isso, as situações de análise são:

- Arranque com carga a 60% , situação em que a bateria possui 11.1V (tensão nominal).
- Arranque sem carga.
- Variação na carga de 100% para 0% , situação quando se desliga a bateria por esta estar com carga completa.

O arranque com bateria a 60% de carga encontra-se ilustrado na figura 6.16.

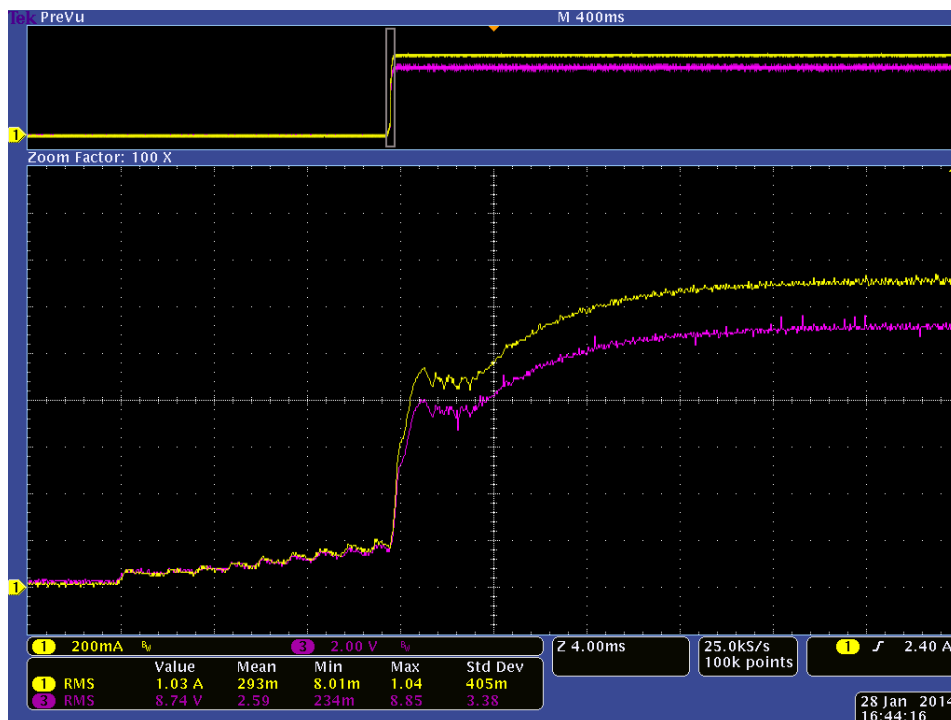


Figura 6.16 - PCB - Circuitos Integrados, arranque com bateria a 60%

Analisando a figura 6.16, o conversor tem um tempo de resposta de 28ms, aproximadamente, até atingir à saída uma tensão igual à tensão nominal (11.1V). Como foi referido no capítulo 5, o integrado limita a corrente à saída a 1.5A, o que se verifica também neste caso, sendo que a corrente é ligeiramente menor que esse valor, pois a referência de tensão dada não corresponde à tensão de carga dimensionada (12.6V).

Por outro lado, o arranque sem carga (bateria) à saída do conversor encontra-se ilustrado na figura 6.17.

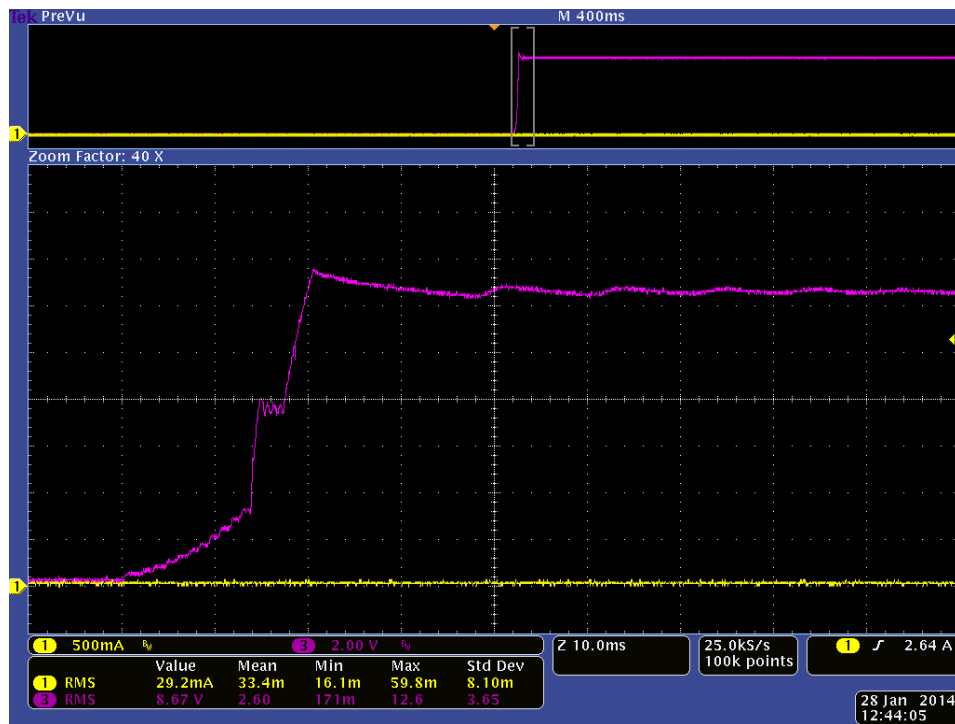


Figura 6.17 - PCB - Circuitos Integrados, arranque sem bateria à saída

Pela figura 6.17, o arranque sem carga tem uma resposta muito satisfatória, com um ligeiro *overshoot* inicial, mas atinge o valor de referência em $60ms$, aproximadamente.

Finalmente, a figura 6.18 ilustra a situação quando a bateria encontra-se em plena carga e, por isso, é desligada do conversor.

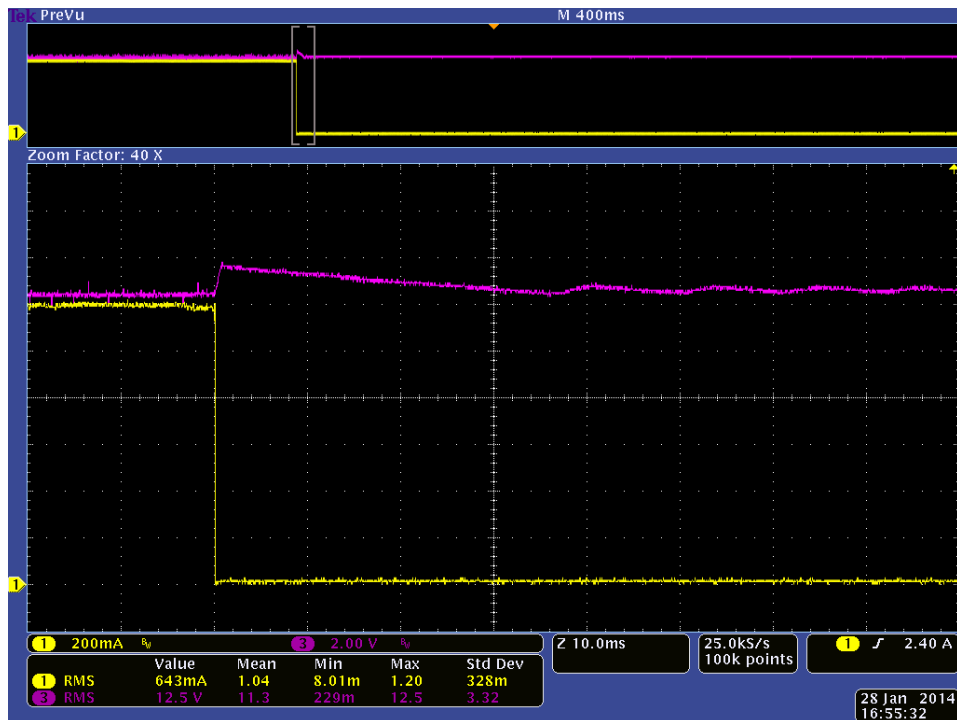


Figura 6.18 - PCB - Circuitos Integrados, variação na carga de 100% para 0%

Ao desligar-se a bateria, o conversor tem uma resposta bastante rápida e demora cerca de $60ms$, para atingir novamente a referência ($12.6V$), figura 6.18.

6.2.2 - PCB - Microcontrolador

Conversor *Step-Up*

De modo a realizar uma análise comparativa, apresentam-se nesta secção as mesmas quatro situações do que na secção 6.2.1, sendo elas:

- Arranque com carga a 100% .
- Arranque sem carga.
- Variação na carga, em regime permanente, de 100% para 50% / 66% .
- Variação na carga, em regime permanente, de 50% / 66% para 100% .

Carga 1

O arranque com carga 1 a 100% encontra-se representado na figura 6.19, onde o traçado amarelo representa a corrente de saída e o traçado a roxo a tensão de saída, assim é para todas as figuras nesta secção 6.2.2.

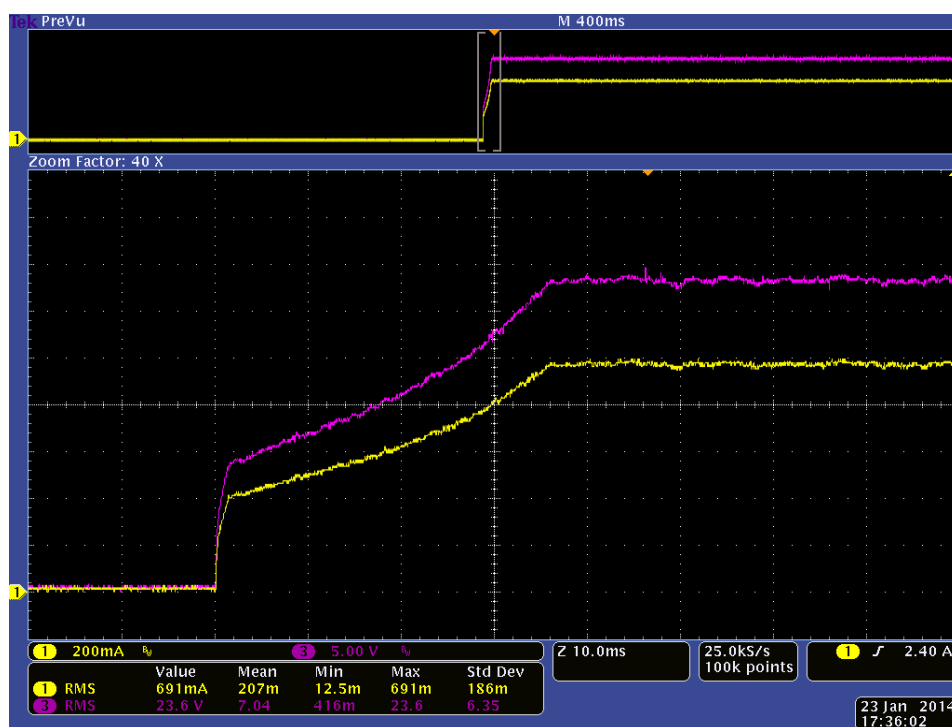


Figura 6.19 - PCB - Microcontrolador, arranque com carga 1 em 100%

Através da análise da figura 6.19 constata-se que, o período de tempo que a saída demora até atingir os valores de referência, regime permanente, é de $36ms$, aproximadamente, e as formas de onda da tensão e corrente não possuem qualquer *overshoot* ou *undershoot*, o que significa que o arranque com carga completa com esta PCB é bastante razoável.

Por outro lado, o arranque sem carga à saída encontra-se ilustrado na figura 6.20.

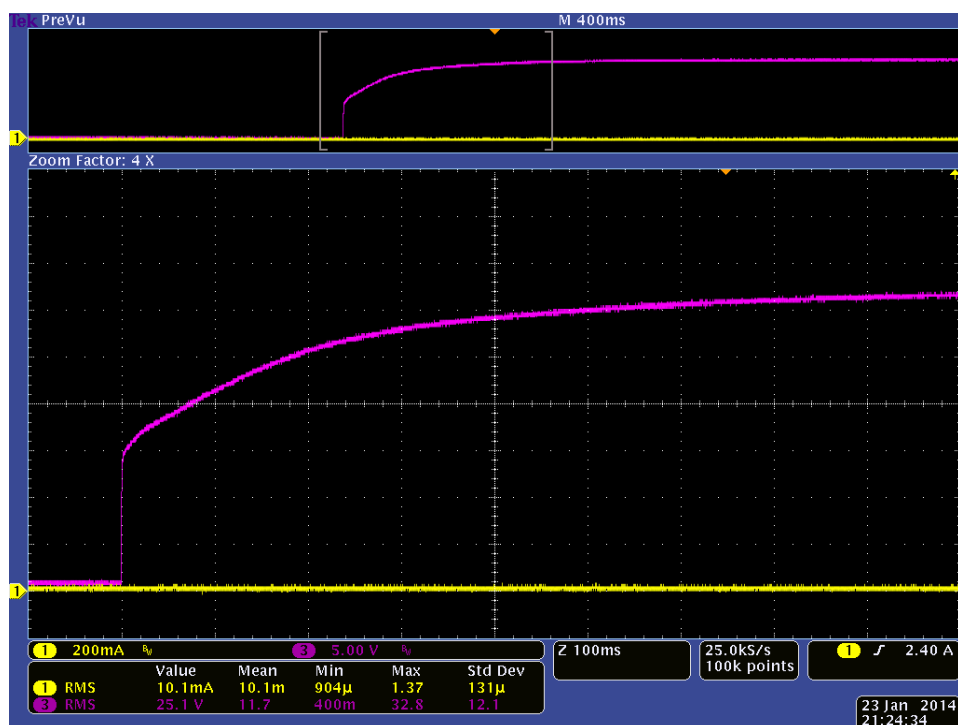


Figura 6.20 - PCB - Microcontrolador, arranque sem carga 1

Sem carga a corrente de saída toma valor zero como era expectável e a tensão de saída aumenta até o valor de referência pretendido ($32V$), apesar de o traçado da tensão não ter qualquer *overshoot*, nem *undershoot*, este demora um período de tempo de $700ms$ para atingir o valor de referência, o que significa que o conversor tem um funcionamento lento quando se encontra sem carga à saída.

Analisando agora as variações na carga em regime permanente, tem-se na figura 6.21 uma variação de 100% para 66% .

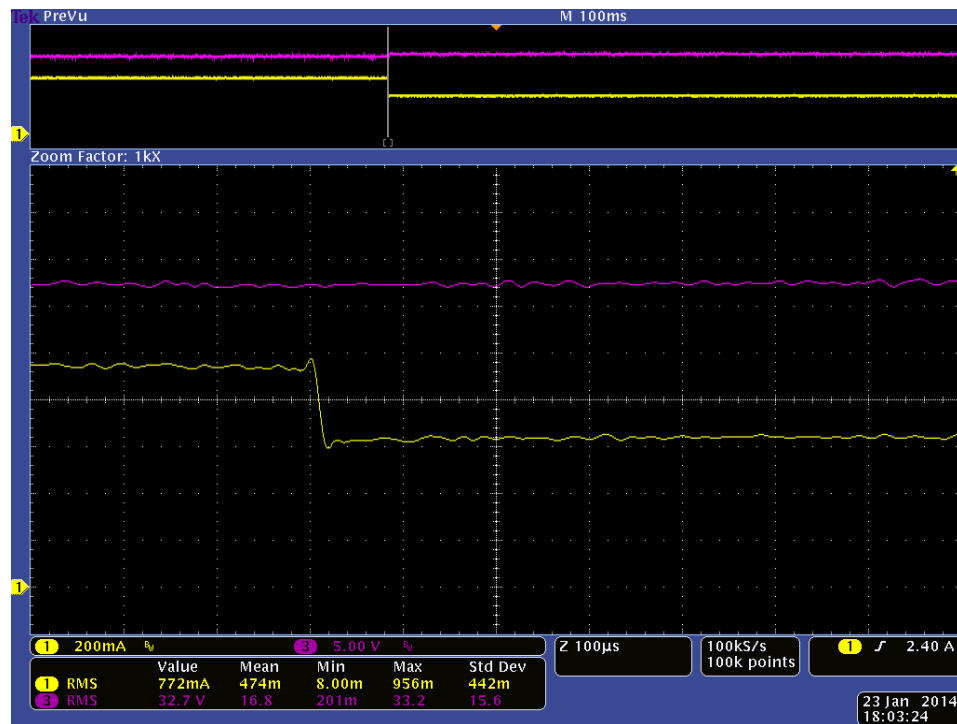


Figura 6.21 - PCB - Microcontrolador, variação na carga 1 de 100% para 66%

À semelhança da PCB com circuitos integrados, esta placa também tem um boa resposta para a variação na carga 1 com uma resposta aproximadamente de $20\mu s$, figura 6.21.

A variação de 66% para 100% encontra-se representada na figura 6.22.

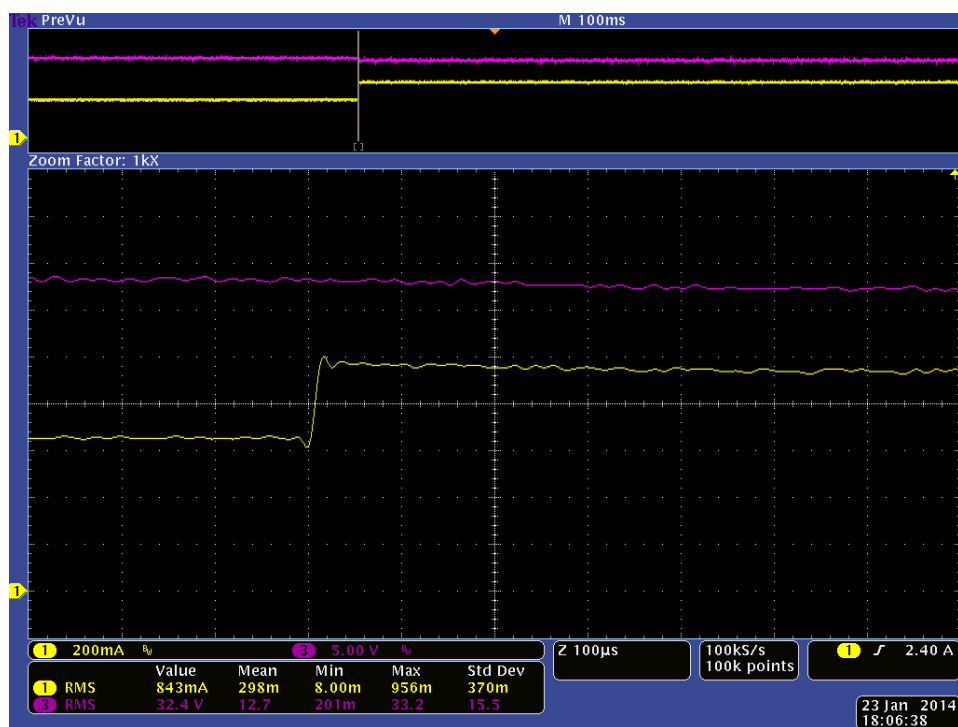


Figura 6.22 - PCB - Microcontrolador, variação na carga 1 de 66% para 100%

Novamente, a resposta verificada na figura 6.22 é bastante razoável e o tempo de transição situa-se nos $20\mu s$, aproximadamente, sendo que o *overshoot* e *undershoot* são praticamente desprezáveis nesta análise e a tensão de saída sofre uma ligeira diminuição, que também pode ser desprezada.

Carga 2

Para estudar o comportamento do conversor com a carga 2 as situações de análise são as mesmas que a carga 1. Assim, a figura 6.23 ilustra o arranque com carga 2 a 100% .

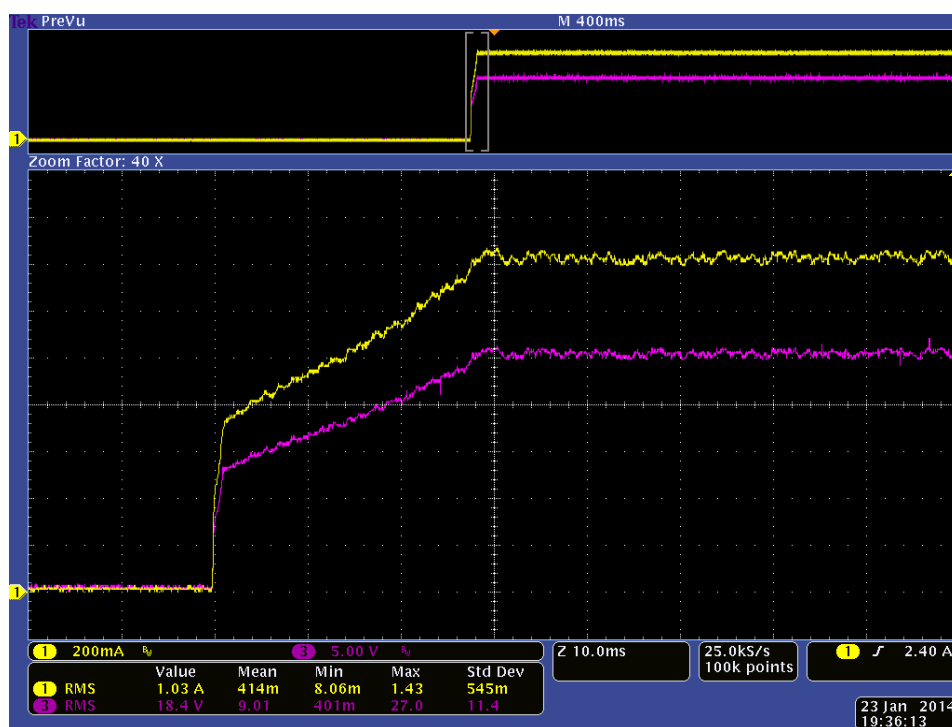


Figura 6.23 - PCB - Microcontrolador, arranque com carga 2 em 100%

Pela análise das figuras 6.19 e 6.23, nota-se que as respostas são bastante semelhantes, apenas com a diferença de que o tempo de transição da figura 6.23, ou seja, com carga 2, é menor do que com carga 1, sendo aproximadamente de $30ms$.

O arranque sem carga para este conversor encontra-se ilustrado na figura 6.24.

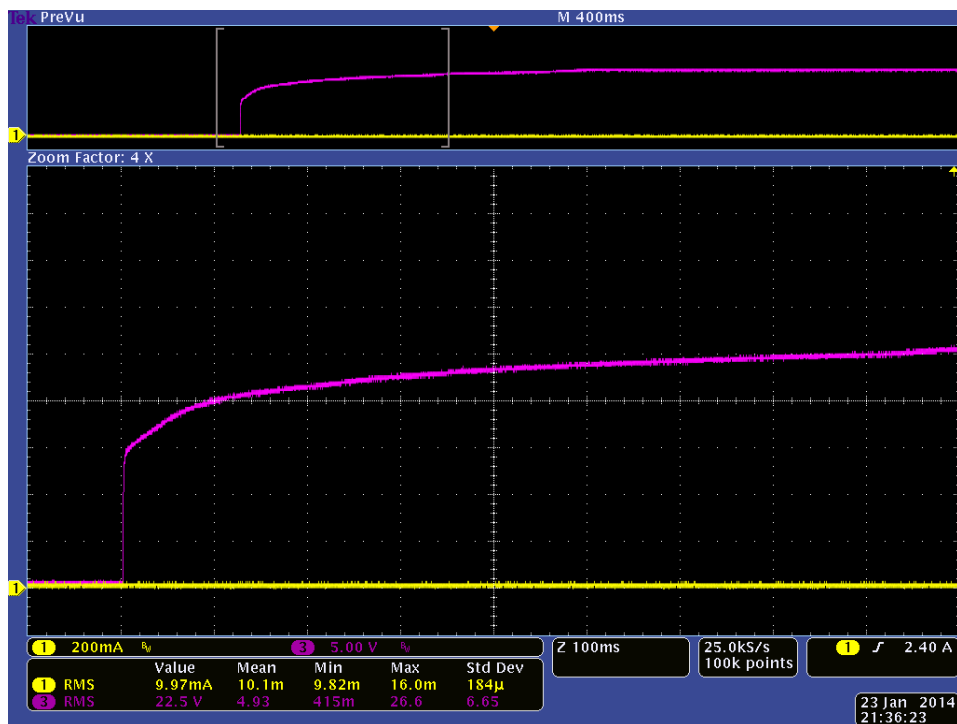


Figura 6.24 - PCB - Microcontrolador, arranque sem carga 2

À semelhança da carga 1, o arranque para a carga 2 tem o período de tempo em regime de transição considerável, aproximadamente de $750ms$. Fazendo com que este conversor tenha uma resposta lenta quando sem carga à saída.

Falta agora analisar as situações para variações na carga, a figura 6.25 ilustra a variação de 100% para 50%.

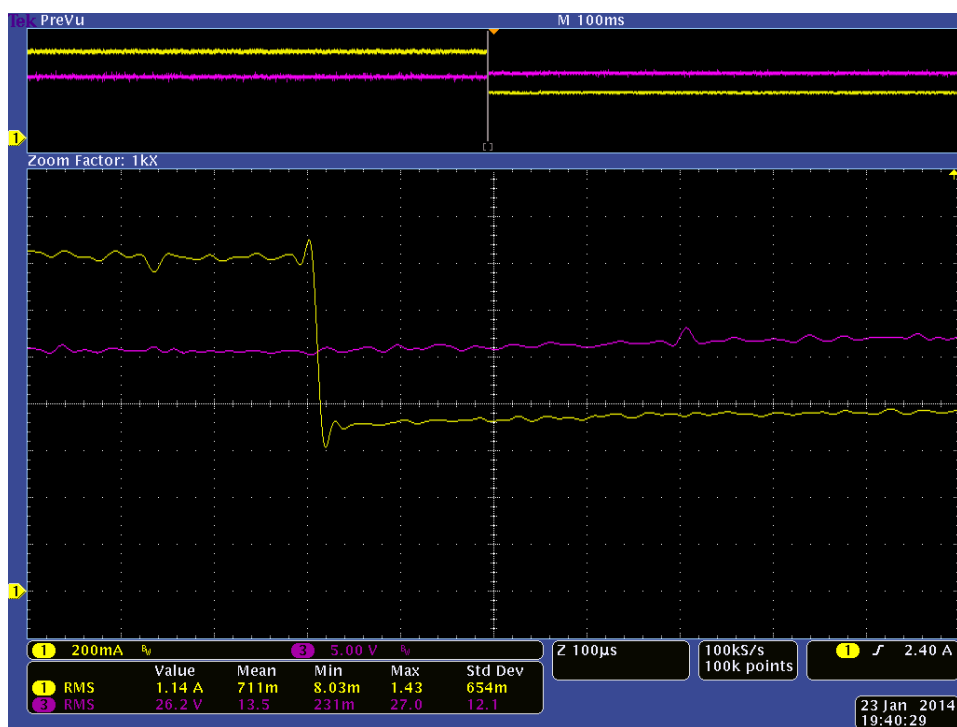


Figura 6.25 - PCB - Microcontrolador, variação na carga 2 de 100% para 50%

Pela figura 6.25, a variação registada tem uma resposta semelhante à mesma variação na carga 1 e é igualmente bastante razoável.

A variação de 50% para 100% encontra-se representada na figura 6.26.

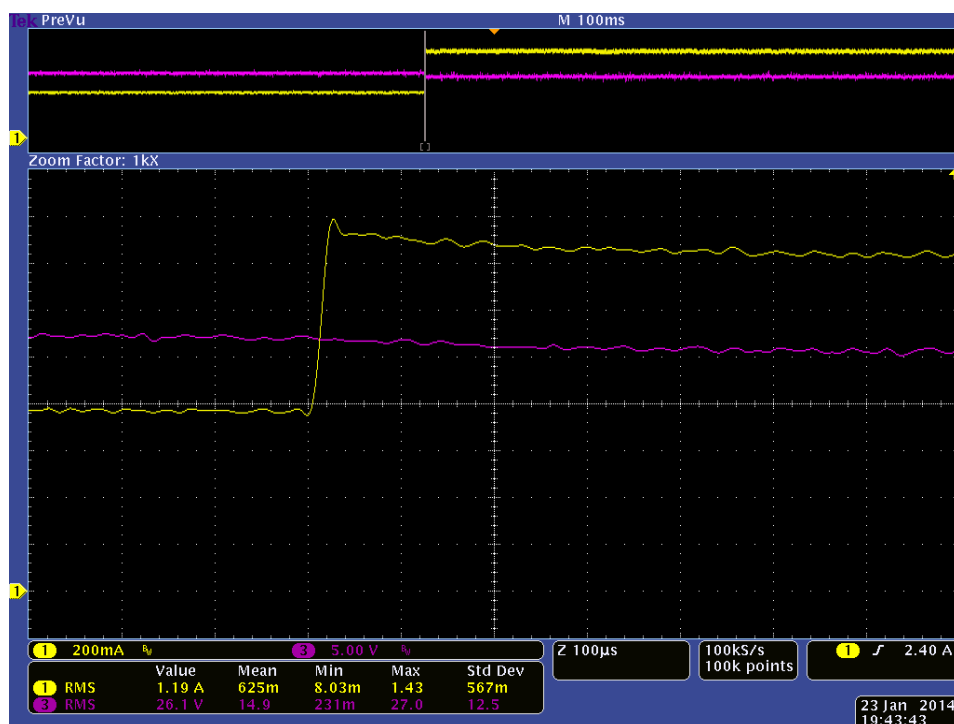


Figura 6.26 - PCB - Microcontrolador, variação na carga 2 de 50% para 100%

Da mesma forma que na variação da figura 6.25, esta também tem uma boa resposta com uma ligeira diminuição da tensão de saída, mas com um tempo de transição de $20\mu s$, tornando assim a resposta à variação muito eficaz e rápida.

Conversor SEPIC

A análise ao conversor SEPIC desta PCB é idêntica à análise realizada para a placa com circuitos integrados. Assim, as situações de análise são:

- Arranque com carga a 60% , situação em que a bateria se encontra com 11.1V (tensão nominal).
- Arranque sem carga.
- Variação na carga de 100% para 0% , situação quando se desliga a bateria por esta estar completamente carregada.

A figura 6.27 retrata a primeira situação enunciada para o conversor SEPIC.

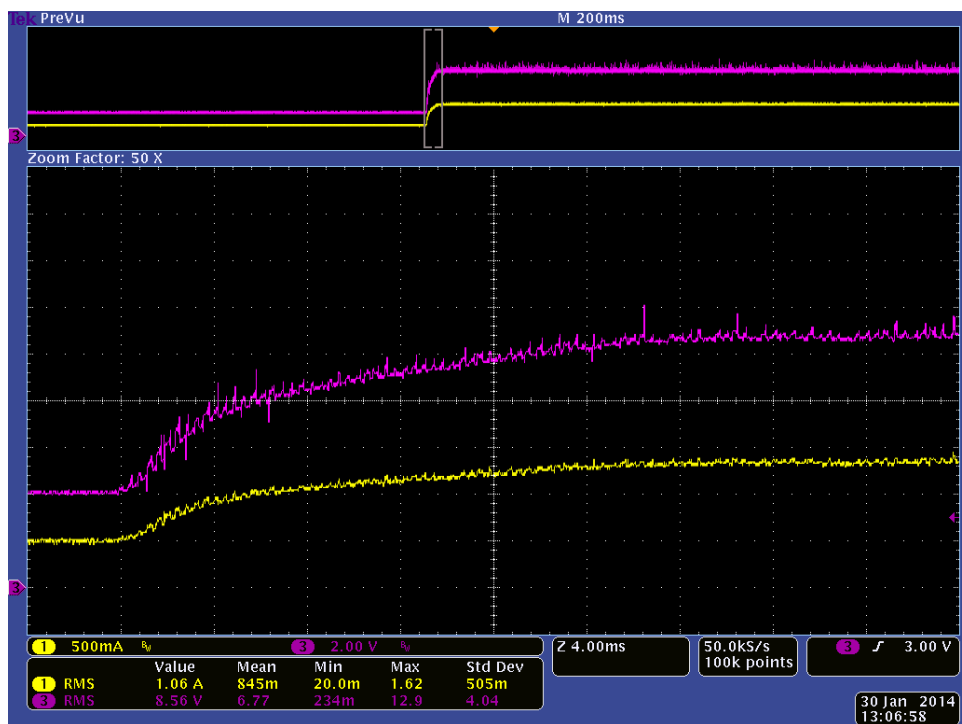


Figura 6.27 - PCB - Microcontrolador, arranque com bateria a 60%

Pela figura 6.27, a resposta para esta situação é bastante razoável aproximadamente $24ms$, menor do que a placa com circuitos integrados. De notar também que, a referência de corrente dada para este conversor foi de $1.5A$ para melhor comparação entre as duas placas concebidas, assim a corrente de saída encontra-se ligeiramente abaixo do valor de referência como era expectável.

Por outro lado, a figura 6.28 ilustra a situação em que é efetuado um arranque sem carga.

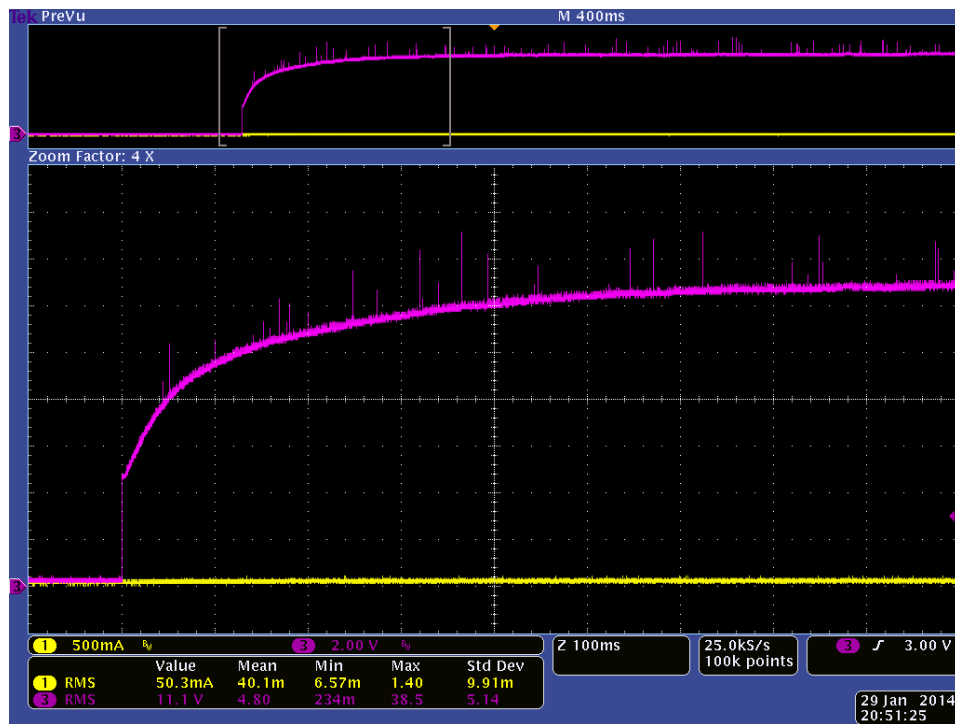


Figura 6.28 - PCB - Microcontrolador, arranque sem bateria à saída

Analisando a figura 6.28 constata-se que, o tempo de transição, até a tensão atingir a referência, é de $600ms$. De referir que o *ripple* para este conversor é um aspeto negativo. A última situação, variação da carga de 100% para 0%, encontra-se representada na figura 6.29.

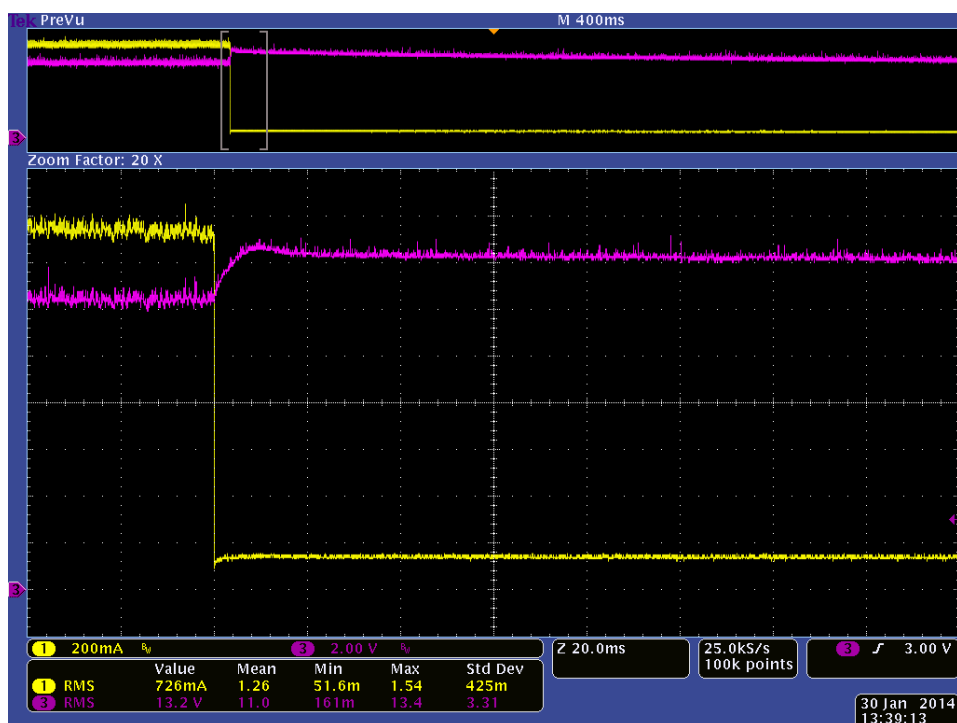


Figura 6.29 - PCB - Microcontrolador, variação na carga de 100% para 0%

Ao desligar-se a bateria do conversor, a saída sofre um pequeno *overshoot*, mas estabiliza novamente na tensão de saída após $600ms$, aproximadamente, o que vai de acordo com o tempo de resposta sem carga analisado pela figura 6.28. Por esse tempo ser bastante longo, não se encontra ilustrado na figura 6.29, no entanto o traçado sem *zoom* da figura 6.29 comprova que o tempo de transição é aproximadamente $600ms$.

6.3 - Protótipo Funcional

Nesta secção encontra-se o resultado final da dissertação e último objetivo. A conjugação de todas as partes que definem o projeto, TEG, bateria, conversores e cargas.

O TEG foi acoplado ao esquentador de forma a obter as diferenças de temperatura pretendidas e abordadas no capítulo 2.

A bateria adquirida corresponde ao dimensionamento efetuado no capítulo 3.

As placas desenvolvidas com os conversores seguem o dimensionamento do capítulo 4, os princípios enunciados neste capítulo (secção 6.1) e com os resultados da secção 6.2.

As cargas utilizadas são referentes ao esquentador.

Assim, o protótipo funcional é uma representação física da figura 2.12 e os resultados obtidos encontram-se ilustrados nas figuras 6.30, 6.31, 6.32, 6.33 e 6.34.

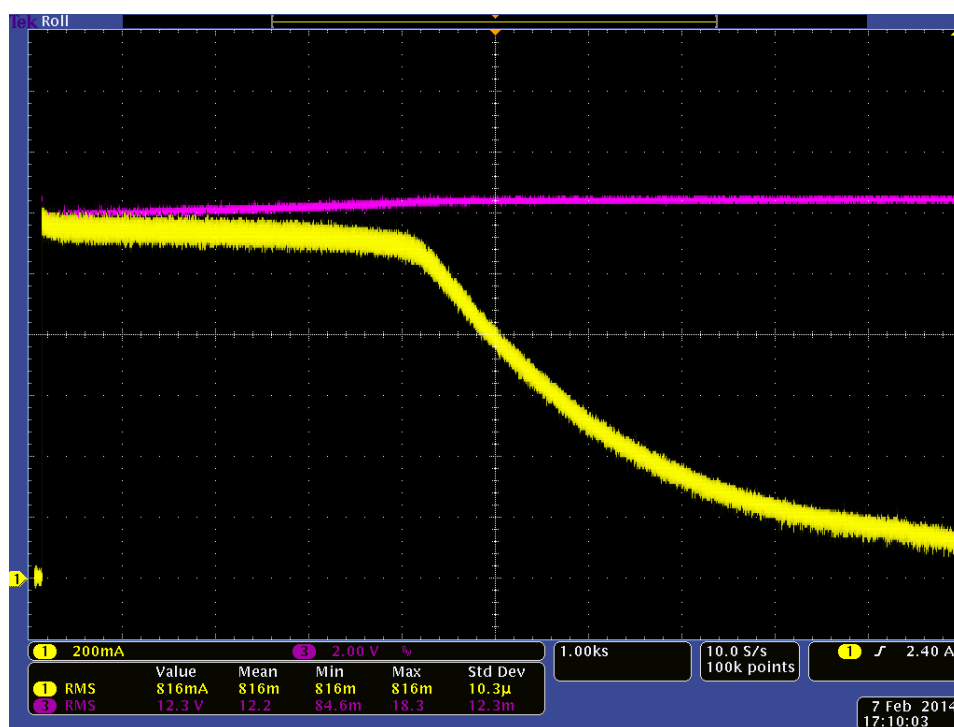


Figura 6.30 - Protótipo Funcional, carga completa da bateria

A figura 6.30 ilustra uma carga completa da bateria. O traçado amarelo representa a corrente de carga e o roxo a tensão da bateria. Esta carga encontra-se de acordo com o perfil de carga da bateria (capítulo 3) e foi efetuado com a PCB de circuitos integrados, como se pode ver pela corrente de carga que está limitada a 1.5A. De notar que, a tensão da bateria no início da carga encontra-se nos 12V, aproximadamente, e no fim esta estabiliza nos 12.6V, como é pretendido.

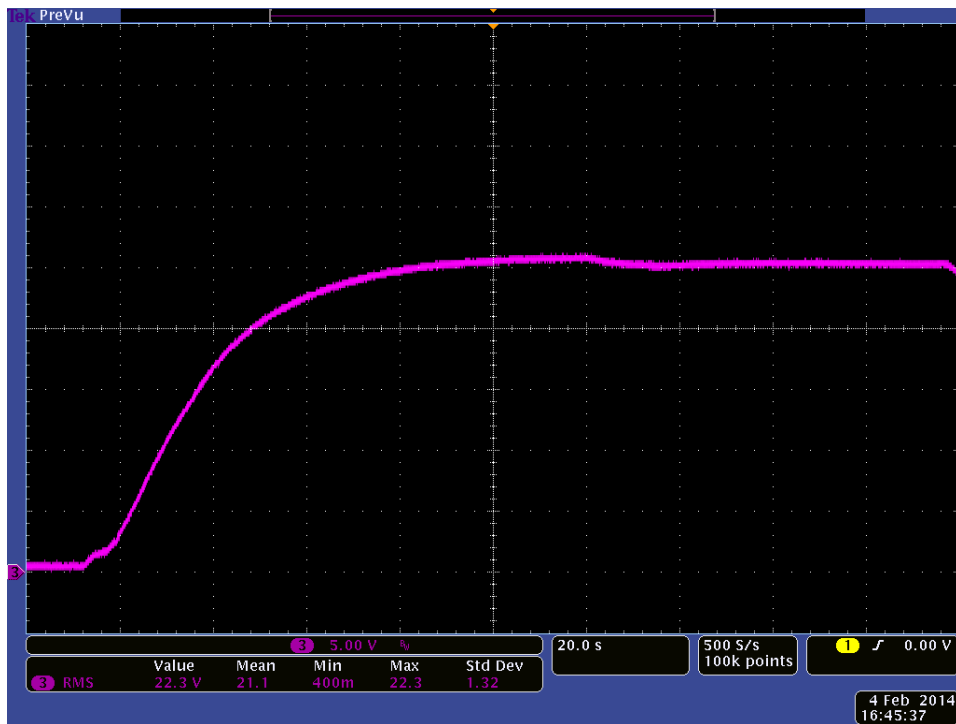


Figura 6.31 - Protótipo Funcional, tensão do TEG em vazio

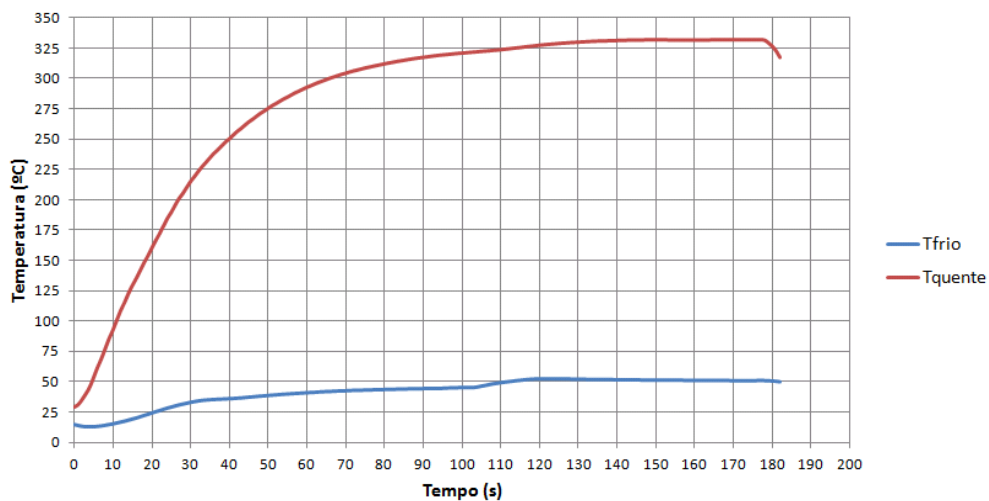


Figura 6.32 - Protótipo Funcional, temperaturas quente e frio do TEG em vazio

As figuras 6.31 e 6.32 estão relacionadas com o TEG e referem-se ao mesmo teste. Teste este que foi efetuado com o TEG em vazio, ou seja, sem carga à saída. A figura 6.31 ilustra a evolução da tensão aos terminais do TEG, enquanto a figura 6.32 ilustra as temperaturas nas faces quente e frio do TEG. Assim, tem-se uma relação da tensão do TEG com a evolução da temperatura.

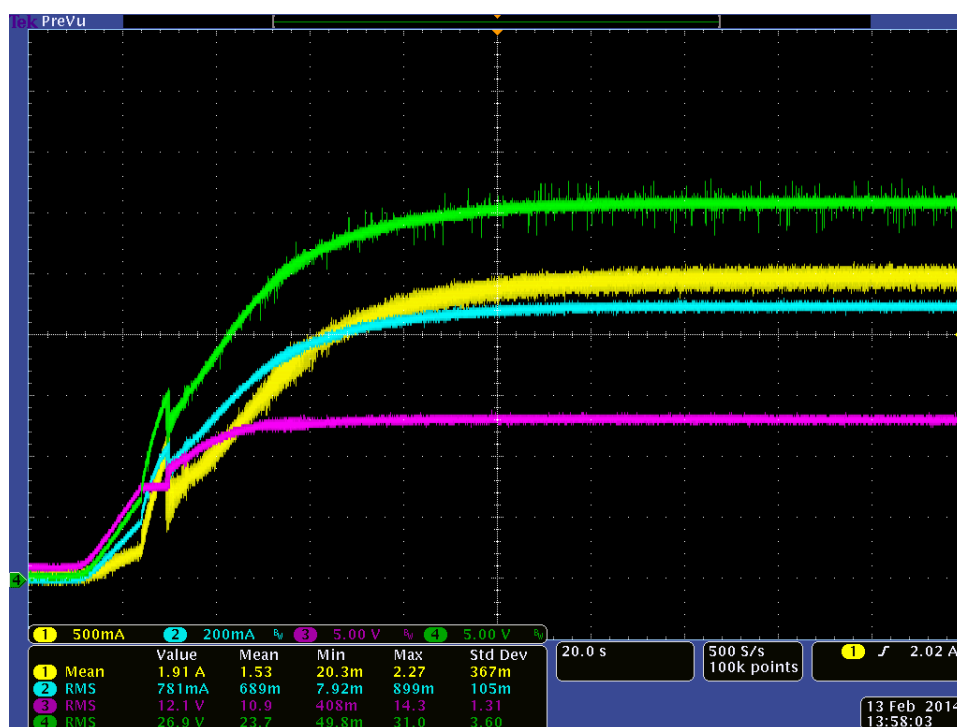


Figura 6.33 - Protótipo Funcional, tensão e corrente do TEG com a carga 1 à saída

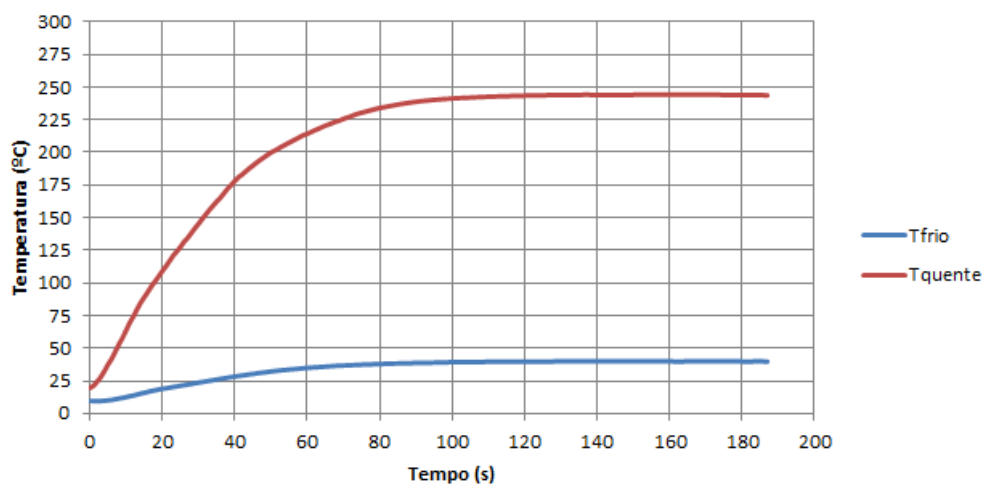


Figura 6.34 - Protótipo Funcional, temperaturas quente e frio do TEG com a carga 1 à saída

As figuras 6.33 e 6.34 referem-se a outro teste efetuado ao protótipo funcional, onde se pretende visualizar a evolução da tensão na carga 1 em relação às formas de onda do TEG (tensão e corrente), tendo em conta as temperaturas do TEG.

Na figura 6.33, a verde tem-se a tensão na carga 1 (32V), a azul a corrente de saída que se encontra perto do valor pretendido (1A), a roxo a tensão do TEG que estabiliza nos 13V e a amarelo a corrente do TEG que aumenta até os 2.5A.

A figura 6.34 ilustra as temperaturas quente e frio para o TEG registadas neste teste, verifica-se que a temperatura quente atinge um valor máximo perto dos 250°C e a temperatura fria mantém-se perto de 50°C , como foi abordado no capítulo 2, de modo a perfazer um ΔT de 200°C como é pretendido.

De notar ainda que, o tempo até as saídas estabilizarem corresponde ao tempo em que as temperaturas também estabilizam, e esse tempo é o tempo de arranque, 80s aproximadamente, como foi visto no capítulo 3.

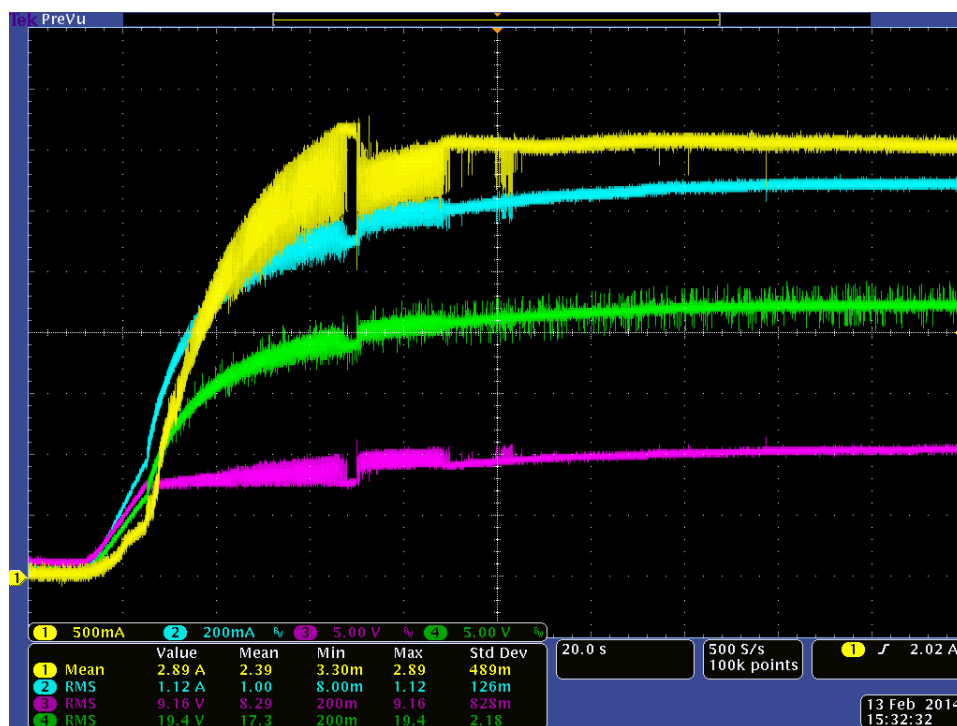


Figura 6.35 - Protótipo Funcional, tensão e corrente do TEG com a carga 2 à saída

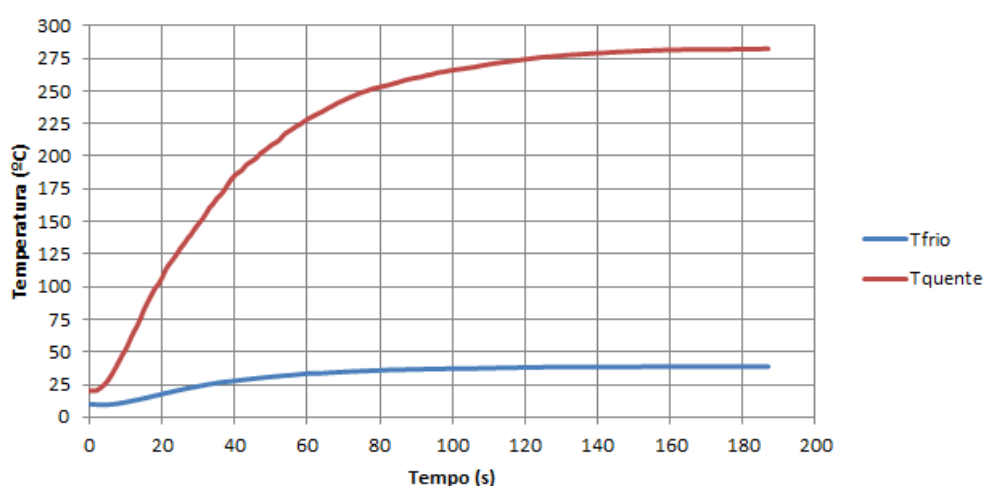


Figura 6.36 - Protótipo Funcional, temperaturas quente e frio do TEG com a carga 2 à saída

As figuras 6.35 e 6.35 referem-se a um teste efetuado ao protótipo funcional, mas desta vez com a carga 2. Neste teste a tensão do TEG (traçado roxo) é ligeiramente menor 10.5V ,

enquanto a corrente do TEG aumentou para $3.5A$, igualando assim a potência de entrada com a de saída.

As temperaturas obtidas com este teste, figura 6.36, têm uma evolução muito idêntica ao teste efetuado com a carga 1, apenas com um ligeiro aumento na temperatura quente para $280^{\circ}C$.

O tempo de estabilização é novamente de $80s$ como esperado e dimensionado para a bateria (capítulo 3).

Capítulo 7

Conclusões

Este capítulo tem como objetivo refletir sobre o que foi feito e o que ainda se pode fazer. Esta reflexão visa analisar o método de trabalho adotado e os resultados obtidos durante a execução da dissertação, esta auto reflexão é bastante importante no fim da realização de qualquer projeto e serve sobretudo para aprender com aquilo que se fez ou com o que eventualmente se poderia ter feito.

Uma sugestão para trabalhos futuros também é abordada neste capítulo, de modo a evitar a descontinuidade do trabalho realizado e ajudar em eventuais trabalhos futuros.

7.1 - Conclusão

Esta dissertação encontra-se focalizada no aproveitamento da energia térmica desperdiçada num esquentador para a produção de energia elétrica e, assim, fornecer energia para o funcionamento do aparelho. Vários estudos foram realizados sobre as componentes envolvidas no projeto, de forma a justificar as escolhas feitas ao longo do projeto, comprovado por intermédio de simulações e, mais tarde, pela implementação.

Numa primeira fase deste projeto foi então realizado uma pesquisa e um estudo de mercado sobre possíveis soluções idênticas já implementadas. Esta pesquisa baseou-se nos campos que definem este projeto, a geração de energia termoelétrica, onde se destaca o gerador termoelétrico (TEG), o armazenamento de energia, onde se destacam as baterias, e a conversão de energia, onde se destacam os conversores DC-DC.

Para a geração de energia termoelétrica, foi bastante importante focalizar a pesquisa nas soluções existentes no mercado para o TEG, sendo este um elemento fulcral no bom funcionamento da implementação. E também perceber os princípios básicos no seu funcionamento, ou seja, os princípios do efeito termoelétrico.

No que toca ao armazenamento de energia, realizou-se um estudo comparativo entre vários tipos de baterias, de modo a escolher uma que satisfaça os requisitos exigidos nesta

dissertação. Para o bom funcionamento de uma bateria é de muita importância estudar os seus perfis de carga e de descarga, aumentando assim o seu ciclo de vida. Um breve estudo comparativo com super condensadores também foi realizado, visto que estes são vistos como uma alternativa às baterias num futuro próximo.

Na conversão de energia, o estudo centralizou-se nos conversores DC-DC que representam as formas de energia das entradas e saídas. Tendo em conta as correntes e tensões envolvidas foi realizado um dimensionamento para os diferentes conversores, de modo a garantir o bom funcionamento destes e de corresponder com as exigências das entradas e saídas. Estes conversores desenvolvidos também representam o trânsito de potência do sistema, por isso a sua grande importância para o projeto.

Após todo o estudo efetuado sobre as diferentes partes do projeto, foi necessário desenvolver um método de controlo para essas diferentes partes e, com recurso a ferramentas digitais, simular os algoritmos de controlo desenvolvidos para depois proceder à implementação já com uma ideia de resultados práticos esperados.

A implementação tem um carácter de validação de todo o estudo efetuado e das simulações daí resultantes, por isso é importante para levantar as conclusões de qualquer dissertação. Nesta dissertação a implementação focalizou-se em validar, numa primeira fase, as diferentes partes do projeto de uma forma individual, comparando assim a teoria com a prática. Numa segunda parte, acoplaram-se todos os componentes do sistema e fez-se um levantamento de resultados, procedendo depois a uma análise crítica, tanto presente no capítulo 6 como na conclusão.

Depois de uma breve abordagem ao trabalho desenvolvido, é também importante analisar os resultados obtidos e os objetivos cumpridos. Quanto aos resultados obtidos, estes foram bastante satisfatórios, principalmente no que toca aos conversores *Step-Up*. A bateria também foi uma boa escolha, o seu reduzido tamanho, baixa auto descarga e baixo efeito de memória realçam a boa escolha efetuada, exige apenas algum cuidado nos seus processos de carga, daí um estudo aprofundado do seu perfil de carga, como mostra o capítulo 3, e um controlo rigoroso num conversor SEPIC, responsável pela carga da bateria. Este controlo rigoroso para o SEPIC ocupou bastante tempo planeado para o projeto e resultados algo diferentes da teoria para a prática, visto que a carga de uma bateria tem um elevado período de tempo na realidade. Quanto ao TEG, a sua escolha também foi a mais acertada, de entre as soluções no mercado. Esta tecnologia ainda não verifica grandes evoluções, tendo um rendimento relativamente baixo, no entanto o TEG proposto para o projeto é capaz de corresponder com os requisitos impostos.

Em suma, o projeto desenvolvido alcançou os seus objetivos propostos inicialmente, como comprova este relatório final, algo que foi alcançado devido à cooperação com uma empresa ímpar no setor da termotecnologia e com uma equipa de trabalho sempre disponível para a

procura de soluções nos problemas enfrentados, tanto orientadores como colaboradores na empresa.

7.2 - Trabalhos Futuros

Como em qualquer projeto, no fim da sua realização há sempre algo que pode ser melhorado ou introduzir novas ideias, e este não foge à regra. Assim, é apresentada uma lista com propostas para trabalhos futuros.

- Utilizar um super condensador em detrimento da bateria. Os super condensadores têm vindo a ser uma aposta de futuro no que toca ao armazenamento de energia, devido à sua alta capacidade de armazenar energia, ao seu baixo peso e elevado tempo de vida.
- Melhorar os parâmetros de controlo para o SEPIC na PCB onde este é controlado pelo microcontrolador.
- Dimensionar o conversor *Step-Up/Step-Down* para carregar a bateria, de modo a comparar com o SEPIC.
- Realizar testes exaustivos ao protótipo funcional para diferentes situações desfavoráveis.
- Melhorar as PCB's desenvolvidas, nomeadamente reduzir o tamanho das placas

Referências

- [1]. Abreu Sousa, Rui Manuel. *Gerador Termoelétrico para Escape do Automóvel com Controlo de Temperatura*. Tese de Mestrado, Guimarães, Portugal: Universidade do Minho, 2011.
- [2]. Amaral de Sousa, Diogo. *Reaproveitamento de Calor em Automóveis para Geração de Energia Elétrica Utilizando Módulos Termoelétricos*. Tese de Mestrado, Guimarães, Portugal: Universidade do Minho, 2012.
- [3]. Aniceto, José Manuel Antunes. *Conversor DC-DC com busca de ponto de potência máxima (MPPT) para painéis solares*. Tese de Mestrado, Lisboa, Portugal: Universidade Nova de Lisboa, 2010.
- [4]. Barros Vieira, José António, e Alexandre Manuel Mota. "Maximum Power Point Tracker Applied in Batteries Charging with Photovoltaic Panels." In *Solar Collectors and Panels, Theory and Applications*, de Reccab Manyala, 211-224. InTech, 2010.
- [5]. Barros Vieira, José António, e Alexandre Manuel Mota. "Thermoelectric Generator Using Water Gas Heater Energy for Battery Charging." *Control Applications (CCA) & Intelligent Control (ISIC)*. St. Petersburg: IEEE, 2009. 1477-1482.
- [6]. "Battery Charging Terminology." *AMTEX Electronics*. http://www.amtex.com.au/power_pdf/power_7.htm (acedido em 18 de Setembro de 2013).
- [7]. Bhunia, Malay, e Rajesh Gupta. "Voltage regulation of stand-alone photovoltaic system using boost SEPIC converter with battery storage system." *Students Conference on Engineering and Systems (SCES)*. Allahabad: IEEE, 2013. 1-6.
- [8]. Bitschi, Andreas. *Modelling of thermoelectric devices for electric power generation*. Tese de Doutoramento, Zurique, Suíça: ETH Zurich, 2009.
- [9]. Champier, D., C. Favarel, J. P. Bédécarrats, T. Kousksou, e J. F. Rozis. "Prototype Combined Heater/Thermoelectric Power Generator for Remote Applications." *Journal of Electronic Materials*, 2013: 1888-1899.
- [10]. Chiang, S. J., Hsin-Jang Shieh, e Ming-Chieh Chen. "Modeling and Control of PV Charger System With SEPIC Converter." *Transactions on Industrial Electronics*. IEEE, 2009. 4344-4353.
- [11]. Cruz, Leandro José Oliveira da. *Inversor de Tensão Monofásico em Ponte Completa a 50 Hz e 50 VA*. Tese de Mestrado, Guimarães, Portugal: Universidade do Minho, 2011.
- [12]. Dearborn, Scott. "Charging Li-ion Batteries for Maximum Run Times." *Power Electronics Technology*, Abril 2005: 40-49.

Referências

- [13]. Dearborn, Scott, e Terry Cleveland. "Developing Affordable Mixed-Signal Power Systems for Battery Charger Applications." *Microchip Technology*. www.microchip.com (acedido em 29 de Outubro de 2013).
- [14]. Devices, Analog. *Implementation of PI Controllers*. Dezembro de 2001.
- [15]. Eakburanawat, Jensak, e Itsda Boonyaroonate. "A Thermoelectric Battery Charger System with Maximum Power Point Tracking Technique." *2th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications*. 2005. 502-505.
- [16]. Eakburanawat, Jensak, e Itsda Boonyaroonate. "Development of a thermoelectric battery-charger with microcontroller-based maximum power point tracking technique." *Applied Energy*, 2006: 687-704.
- [17]. Erickson, Robert W. "Converter Transfer Functions." In *Fundamentals of Power Electronics*, 265-330. Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [18]. Erickson, Robert W. "DC-DC Power Converters." *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*.
- [19]. Falin, Jeff. "Designing DC/DC converters based on SEPIC topology." *Analog Applications Journal*, 2008: 18-23.
- [20]. Feeney, Ciaran. "Power conversion unit for a Thermoelectric Generator used to harvest waste heat produced during cooking." Projeto de Licenciatura, Galway, Ireland, 2011.
- [21]. Gao, Junling, et al. "A Thermoelectric Generation System and Its Power Electronics Stage." *Journal of Electronic Materials*, 2012: 1043-1050.
- [22]. Group, Netzsch. *Thermoelectric Materials: Material Characterization, Phase Changes, Thermal Conductivity*. Selb, Alemanha.
- [23]. Guo, Liping. "Design and Implementation of Digital Controllers for Buck and Boost Converters using Linear and Nonlinear Control Methods." Tese de Doutorado, Alabama, 2006.
- [24]. Jahanbakhsh, David. "Implementation of DC-DC converter with maximum power point tracking control." Tese de Mestrado, Stockholm, Sweden, 2012.
- [25]. Kabalo, Mohammad, Benjamin Blunier, David Bouquain, e Abdellatif Miraoui. "State-of-the-Art of DC-DC Converters for Fuel Cell." *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. Lille: IEEE , 2010. 1-6.
- [26]. Kashyap, Amshumaan, Reza Ahmadi, e Jonathan Kimball. "Input Voltage Control of SEPIC for Maximum Power." *Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*. Champaign: IEEE, 2013. 30-35.
- [27]. Laird, Ian. "Thermoelectric Generator Modelling." Trabalho de Pesquisa, Sydney, Australia.
- [28]. Li, Molan. "Thermoelectric-Generator-Based DC-DC Conversion Network for Automotive Applications." Tese de Mestrado, Stockholm, Sweden, 2011.
- [29]. "Manual das Baterias Recarregáveis, Pilhas e Carregadores." *STA - Sistemas e Tecnologia Aplicada*. <http://www.sta-eletronica.com.br/manual.pdf> (acedido em 30 de Setembro de 2013).
- [30]. *Manual de Baterias Bosch*. São Paulo: Robert Bosch Ltda.

- [31]. Mohan, Ned, Tore Undeland, e William Robbins. "DC-DC Switch-Mode Converters." In *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 161-199. 2002.
- [32]. Netzsch. *Thermoelectric Materials: Material Characterization, Phase Changes, Thermal Conductivity*. Selb, Alemanha.
- [33]. Nkashama, Cedrick Lupangu. "Maximum Power Point Tracking Algorithm for Photovoltaic Home Power Supply." Tese de Mestrado, Durban, South Africa, 2011.
- [34]. Padhi, Binod Kumar, e Anirudha Narain. "Controller Design For SEPIC Converter Using Model Order Reduction." *ASAR International Conference*. 2013. 51-56.
- [35]. Phillip, Navneesh, et al. "Investigation of Maximum Power Point Tracking for Thermoelectric Generators." *Journal of Electronic Materials*, 2013: 1900-1906.
- [36]. Pomilio, J. A. "Topologias básicas de conversores CC-CC não-isolados." In *Fontes Chaveadas*, 1-19.
- [37]. Rahman, Mahmudur, e Roger Shuttleworth. "Thermoelectric Power Generation for Battery Charging." *Energy Management and Power Delivery*. IEEE, 1995. 186-191.
- [38]. Rodrigues de Carvalho, Carlos Alfredo. *Estudo de Viabilidade do Aproveitamento do Calor de Escape para Geração de Energia Elétrica em Automóveis*. Tese de Mestrado, São Paulo, Brasil: Universidade de Taubaté, 2012.
- [39]. Rodrigues, Leandro Gaspari. "Estudo e Desenvolvimento de um Conversor DC-DC de Topologia Buck para Aplicação Aeroespacial." Tese de Mestrado, São Paulo, Brasil, 2007.
- [40]. Sabzehgar, R., e M. Moallem. "Modelling and control of a boost converter for irregular input sources." *IET Power Electronics*, 2011: 702-709.
- [41]. Schwartz, David Eric. "A Maximum-Power-Point-Tracking Control System for Thermoelectric Generators." *International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. Aalborg: IEEE, 2012. 78-81.
- [42]. Schweizer, Holger H. *Cordless technology and cordless power tools*. Alemanha: ROBERT BOSCH GmbH, 2005.
- [43]. Selvan, Saravana. "Modeling and Simulation of Incremental Conductance MPPT Algorithm for Photovoltaic Applications." *International Journal of Scientific Engineering and Technology*, 2013: 681-685.
- [44]. Simpson, Chester. "Battery Charging." 2011.
- [45]. Song, Byeong-Mun, e Mohammad Reza Abedi. "Dynamic Modeling and Performance of a Current-Mode Controlled Boost DC-DC Converter with Slope Compensation." *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. Dearborn: IEEE, 2012. 1-5.
- [46]. Tervo, Jyrki, Antti Manninen, Risto Ilola, e Hannu Hänninen. *State of the Art of Thermoelectric Materials Processing, Properties and Applications*. Projeto, Finlândia: VTT Technical Research Centre, 2009.
- [47]. Tsai, Huan-Liang, e Jium-Ming Lin. "Model Building and Simulation of Thermoelectric Module Using Matlab/Simulink." *Journal of Electronic Materials*, 2010: 2105-2111.

Referências

- [48]. Vairamohan, Baskar. “State of Charge Estimation for Batteries.” Tese de Mestrado, Tennessee, EUA, 2002.
- [49]. Yingying, Xu, Yuan Yisheng, e Fu Jiaojiao. “Modeling and Design for a Thermoelectric Charger.” *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. Hangzhou: IEEE, 2012. 383-386.
- [50]. *Datasheet* do TEG: http://www.eureca.de/pdf/cooling/seebeck-elements/TEG2-50-50-40_200.pdf
- [51]. *Datasheet* da Bateria: <http://www.farnell.com/datasheets/810105.pdf>